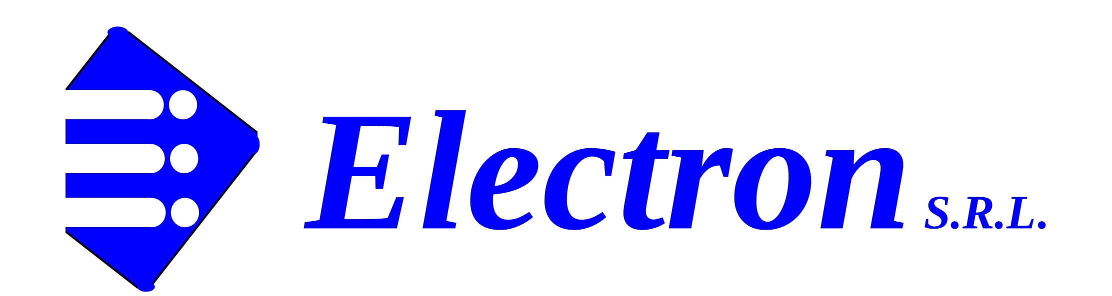


Design
Production &
Trading of
Educational
Equipment

B4310-B – MODULATION D'IMPULSIONS CODEES

INSTRUCTIONS MANUAL

ELECTRON S.R.L. VIA CASCINA TORCHIO I-26833 MERLINO (LO) ITALIE - TEL. 39(Italie) 02(Milan) 9065 9200
FAX 9065 9180 - E-mail: electron@electron.it Web: www.electron.it
Rev 05/06
Caractéristiques peut changer sans avis
4310BB05.DOC

SOMMAIRE

1 - GENERALITES

Cette unité didactique est une collection complète de modules de circuits contenus sur une seule carte de grande taille. Les modules permettent d'organiser des systèmes complets d'essai de transmission et d'expérimenter les techniques plus diffusées de Modulation d'Impulsions et d'Impulsions Codées.
En plus des modules de circuits de base pour expérimenter les différentes techniques de transmission, la carte comprend aussi des dispositifs auxiliaires comme générateur d'horloge et de synchronisation, des sources de signaux analogiques et numériques etc., de façon à rendre les travaux expérimentaux simples et efficaces. Chaque bloc fonctionnel ou module de la carte est clairement identifiable par des étiquettes ou des indications en sérigraphie.

Caractéristiques:

- Générateur quadruple de signaux de basse fréquence. Quatre sinusoïdes synchrones sont générées, chacune réglable en niveau séparément. Elles doivent être utilisées comme sources de signaux de test à audiofréquence.
- Multiplexeur et Modulateur PAM-TDM, fonctionnant sur 4 sources analogiques indépendantes (canaux)
- Récepteur et démultiplexeur PAM, fonctionnant comme l'extrémité de réception d'un système de transmission PAM-TDM
- Codeur de PAM à PCM, avec Convertisseur A/N flash 8-bit
- Convertisseur de PCM à PAM /décodeur
- Codeur/décodeur DPCM (PCM différentiel)
- Compander Audio (compresseur-expanseur) pour démontrer les techniques de Codage et Décodage Adaptatif
- Simulation de pannes par 8-microswitches cachés sous un couvercle accessible à l'instructeur. La simulation de pannes sous le contrôle du PC est possible au moyen du B1178 Interface au PC pour la Simulation de Pannes

Sujets d'étude:

- Les principes d'échantillonnage et de multiplexage temporel
- La technique de Modulation PAM
- Codage Numérique (PCM), erreur de quantification, bruit de quantification
- Bande passante et spectres
- Le Théorème de Shannon et la Fréquence de Nyquist
- Dégradation due au bruit dans les systèmes de transmission (en utilisant le simulateur de canal de transmission B4350)
- Recherche des pannes dans les systèmes de transmission

L'unité didactique est fabriquée suivant des normes adéquates dans ce qui concerne la sécurité du personnel et de l'appareil lui-même. Le module est alimenté par une source de faible puissance et de basse tension. Utiliser l'alimentation B4192 pour une adéquate limitation de courant et protection contre les surcharges.
Les entrées et les sorties sont raisonnablement protégées contre les accidents dus à mauvaise manipulation comme les courts-circuits et les potentiels anormaux.

L'unité didactique est complète de câbles accessoires et de manuel d'instructions.

2 - MODULATION D’IMPULSION ET D’IMPULSIONS CODEES

2.1 - Révision des concepts de base

Les données expérimentales et les fonctions mathématiques sont souvent affichées comme des **courbes continues** même si un nombre fini de **points discrets** à été utilisé pour construire le graphique. Si ces points discrets, ou échantillons, ne sont pas trop distants, une courbe continue peut être dessinée, et les valeurs intermédiaires peuvent être interpolées à un degré raisonnable de précision.
On peut pourtant dire que l’affichage continu est convenablement décrit par les points d’échantillonnage seuls.

De la même manière, un signal électrique répondant à certaines conditions peut être reproduit entièrement à partir d’un ensemble approprié d’échantillons instantanés. Si tel est le cas, et la théorie de l’échantillonnage nous dira les conditions nécessaires, nous avons besoin de transmettre seulement les valeurs des échantillons tels qu’ils se présentent au lieu d’envoyer un signal continu. Ceci est la **modulation d’impulsions**.

La principale distinction entre la modulation d’impulsions et la modulation d’une onde porteuse est la suivante: Dans la modulation d’une onde porteuse, quelque paramètre de l’onde modulée varie de façon continue avec le message; dans la modulation d’impulsions, quelque paramètre de chaque impulsion est modulé par un échantillon particulier du message. D’habitude les impulsions sont tout à fait brèves comparées à l’intervalle de temps entre elles, et donc une onde d’impulsions modulés est "off" la plupart du temps.

En raison de cette propriété, la modulation d’impulsions offre deux avantages potentiels sur la modulation CW. En premier, la puissance transmise peut être concentrée dans des bursts courts plutôt que d’être délivrée de façon continue. Cela donne à l’ingénieur de système des majeures possibilités de choix des équipements, puisque certain dispositifs, comme les tubes à micro-onde de haute puissance et les lasers, sonit utilisables seulement par impulsions.
Deuxièmement, les intervalles de temps entre les impulsions peuvent être remplis des valeurs des échantillons d’autres messages, de ce fait permettant la transmission de beaucoup de messages sur un système de communications. Tel multiplexage dans le domaine temporel est connu comme **multiplexage temporel** (TDM).

Une autre distinction entre la modulation d’impulsions et CW est que l’onde d’impulsions peut contenir un appréciable contenu de signal continu et de basse fréquence. Une efficace transmission pourtant implique une deuxième opération, c’est à dire la Modulation CW, pour fournir une complète transposition en fréquence. Dans ce contexte, la modulation d’impulsions est une technique **de traitement des messages** plutôt que de modulation dans le sens habituel du terme. En fait, l’utilisation la plus courante de la modulation d’impulsions est le traitement des messages pour le TDM.

Il y a deux types fondamentaux de modulation d'impulsions: **analogique**, comme amplitude d'impulsion, largeur d'impulsion position d'impulsion, qui est similaire à la modulation linéaire, et **numérique** ou modulation d'impulsions **codées**, qui n'a pas d'équivalent CW.

Pour les deux types de communication par impulsions, l'opération clé consiste à extraire les valeurs des échantillons de la forme d'onde du message. Nous allons donc commencer notre révision de la théorie de ce point.

2.2 – Echantillonnage

Considérons le simple circuit de la Fig.1A. Le commutateur se déplace périodiquement entre les deux contacts à la **fréquence d'échantillonnage f_S**. L'intervalle de temps entre deux impulsions d'échantillonnage successifs est la **période d'échantillonnage $T_S = 1/f_S$**.
Le temps pour lequel le contact reste en position ON est indiquée par T.

La figure 1B montre le diagramme de la forme d'onde résultante: la forme d'onde d'origine apparaît "hachée" au taux de fonctionnement du commutateur, mais encore "substantiellement reconnaissable". Nous étudierons plus tard quelles sont les conditions pour s'assurer que le contenu d'information du signal original ne soit pas perdu.

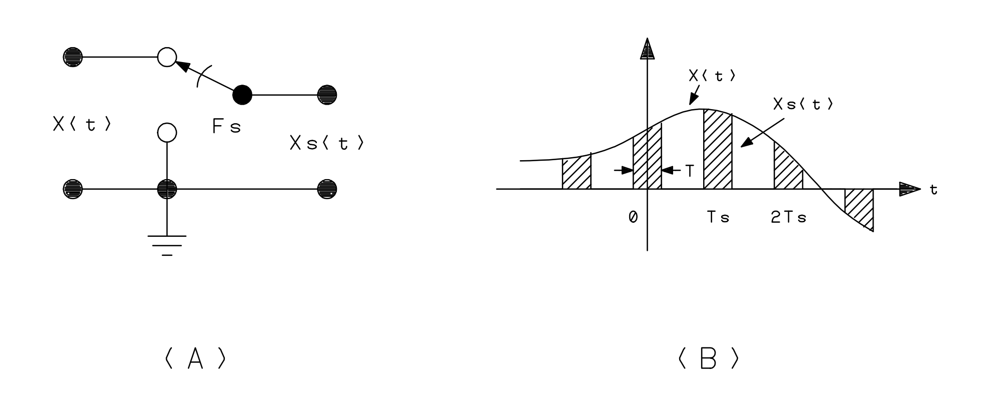


FIG.1 - THE PRINCIPLE OF SAMPLING AN ANALOGUE SIGNAL
4310APF1

2.3 – Bande passante et spectres

Il apparaît clairement de la Fig. 1B que la présence d'impulsions avec arêtes vives dans le signal de sortie implique que le spectre du signal échantillonné est beaucoup plus grand que l'original et pourtant le canal de transmission devra avoir une bande passante beaucoup plus grande de celle nécessaire pour le signal original.
Heureusement les supports de transmission à large bande deviennent de plus en plus accessibles (micro-ondes, laser, fibres optiques etc.) et aussi le «gaspillage" de bande passante inhérent aux systèmes de modulation d'impulsions est équilibré par d'autres avantages de cette technique, comme on verra plus tard.

L'opération effectuée par le commutateur s'appelle dans une variété de manières: commutation unipolaire, chopping unipolaire, etc. Un Ingénieur de la Communication dit que le commutateur effectue un "mixage non linéaire" du signal original avec une onde carrée de rapport cyclique bas.

La Figure 2A représente un spectre de fréquence possible pour notre signal original, limité en bande à f_M. Après le mixage non linéaire avec le signal carré à la fréquence d'échantillonnage f_S, le spectre deviendra celui de la Fig. 2B. L'enveloppe des composants du spectre est la courbe à cloche bien connue, typique des spectres des ondes carrées.

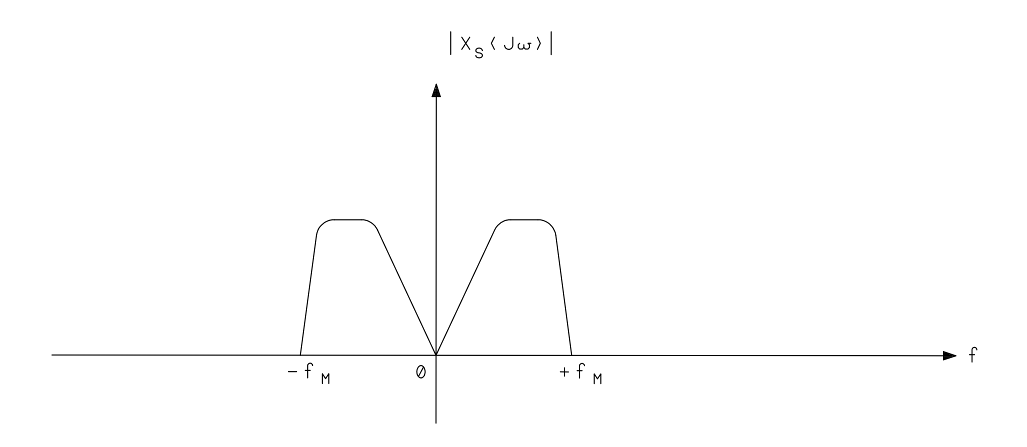


FIG.2A - FREQUENCY SPECTRUM OF THE ORIGINAL SIGNAL X(t) (EXAMPLE)

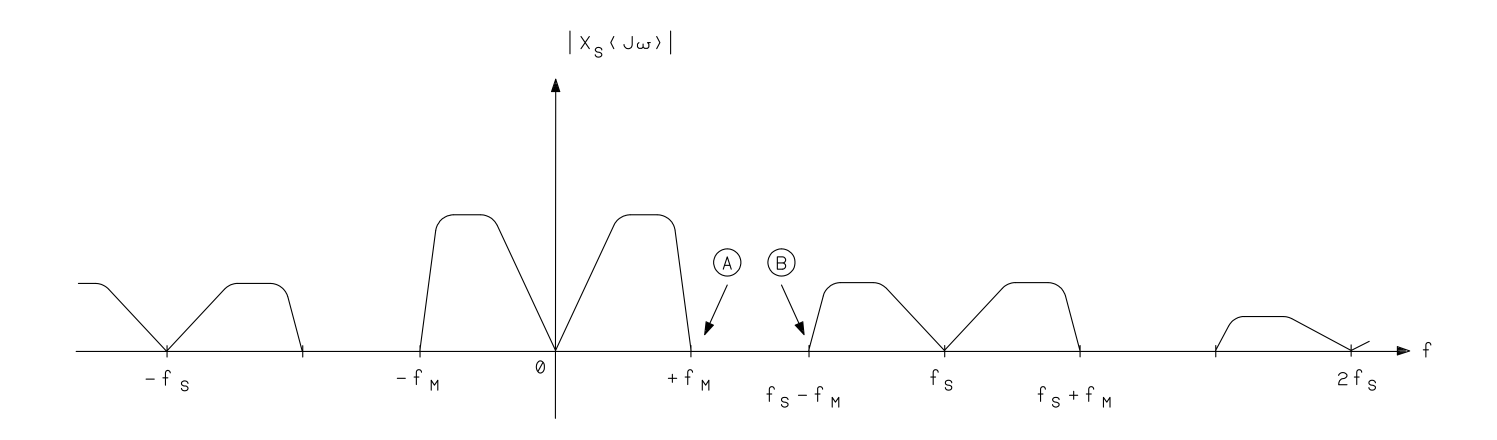


FIG.2B - SPECTRUM OF THE SIGNAL OBTAINED BY SAMPLING X(t) AT FREQUENCY f_S.

4310APF2 (A AND B =TEXT REFERENCES)

2.4 – Théorème de Shannon

C.E. Shannon est le père de la **Théorie de l'Information.** Le théorème qui porte son nom est aussi appelé le **théorème d'échantillonnage** et très en bref il établit deux conditions fondamentales pour la préservation du contenu d'information original d'un signal subissant un processus d'échantillonnage:

- La largeur d'échantillonnage (T dans la Fig. 1B) doit être brève, tendant vers zéro.
- L'intervalle d'échantillonnage doit être tel que la fréquence d'échantillonnage ($f_s = 1/T$) est au moins égale au double de la composante de fréquence maximale dans le spectre du signal original.

La seconde des deux conditions est la plus importante. Elle établit le taux d'échantillonnage minimum pour qu'un signal original donné soit correctement transmis ou, au contraire, étant donné un système d'échantillonnage à la fréquence f_s, elle établit la composante de fréquence maximum transmissible pour le signal original.
Une démonstration de ce théorème implique des mathématiques lourdes et est au-delà de la portée de ce manuel. Une explication intuitive sera toutefois donnée dans le paragraphe suivant.

2.5 – la fréquence de Nyquist

Le fréquence d'échantillonnage répondant aux conditions du paragraphe précédent s'appelle la fréquence **de Nyquist**, nom d'un autre mathématicien qui a travaillé sur ce sujet.

Pour en comprendre le significat, observer la Fig. 2B dans laquelle nous supposons de diminuer graduellement la fréquence d'échantillonnage f_s. Un point est atteint où A et B coïncident. En descendant encore, les deux portions du spectre tendent à se chevaucher et confondre. La reconstruction du signal ne sera pas possible à partir de ce moment-là.
La situation limite est où A et B coïncident, c'est à dire quand

$$f_m = f_s - f_m \quad \text{ou} \quad f_s = 2f_m$$

2.6 - Aliasing

Avec les mêmes arguments du paragraphe ci-dessus il est entendu que les signaux transmis sur un système d'échantillonnage DOIVENT être à bande limitée.
Un signal est d'habitude considéré à bande limitée quand le contenu en fréquence au dessus de fm (voir Fig. 2A) est faible et probablement sans importance pour transmettre l'information. Cette condition n'est pas suffisante quand l'échantillonnage est concerné puisque tout contenu en fréquence au dessus de f_m générera inévitablement un chevauchement des composantes spectrales. Lors de la reconstruction, les fréquences qui à l'origine sont à l'extérieur da la bande nominale du message apparaîtront à la sortie sous la forme de fréquences beaucoup plus basses.

Ce phénomène de translation de fréquence vers le bas se produit quand une composante de fréquence est sous-échantillonnée, c'est-à-dire $f_s < 2f_m$, et on lui donne le nom de **aliasing**. L'effet de l'aliasing est beaucoup plus grave des fréquences parasites qui passent par filtres de reconstruction non idéaux, parce que ces dernières tombent à l'extérieur de la bande du message, alors que les composantes alias peuvent tomber dans la bande du message. Le filtrage du message autant que possible avant de l'échantillonnage et, si nécessaire, l'échantillonnage à fréquence beaucoup plus grande de la Fréquence nominale de Nyquist combattent l'Aliasing.

Un autre cause importante de distorsion dans les systèmes d'échantillonnage, liée au phénomène de l'Aliasing est que la première condition du Théorème de Shannon ne peut être respectée en pratique, puisque les systèmes réels fonctionnent avec impulsions d'échantillonnage de durée brève mais non nulle.
Cela signifie que le spectre du signal échantillonné sera différent du signal idéal de la Fig. 2B. En particulier des "queues" apparaîtront dans l'enveloppe originale en forme de cloche des amplitudes du spectre. (Pour comprendre cela, si nécessaire, réviser dans votre manuel de théorie les Spectres de Fourier pour les trains d'impulsions carrés de largeur différente).

Les queues se chevaucheront et généreront des "battements" indus lors de la reconstruction, avec un processus similaire à l'aliasing. En d'autres termes on peut dire que les signaux carrés utilisés pour l'échantillonnage contiennent des harmoniques qui interfèrent avec le signal échantillonné, produisant des termes de basse fréquence non désirés.

3 – MODULATION ANALOGIQUE D'IMPULSIONS: PAM, PWM et PPM

Si un message est convenablement décrit par les valeurs des échantillons, il peut être transmis par modulation analogique d'impulsions, où les valeurs des échantillons modulent directement un train d'impulsions périodiques avec une impulsion pour chaque échantillon. Il y a beaucoup de variétés de modulation analogiques d'impulsions et la terminologie n'a pas été normalisée. Toutefois, les trois types qu'on va examiner sont désignés d'habitude comme **modulation d'impulsion en amplitude (PAM), modulation de largeur d'impulsions (PWM) et modulation d'impulsions en position (PPM).** PWM et PPM sont aussi regroupés ensemble sous le titre général de **modulation d'impulsions en temps**.

La Figure 3 montre un message typique et la correspondante onde d'impulsions modulées. Pour plus de clarté, les impulsions sont montrées comme rectangulaires, et la durée des impulsions a été grossièrement exagérée.
De plus, les ondes réelles modulées sont légèrement retardées en temps comparé au message, puisque les impulsions ne peuvent pas être générées avant de les instants d'échantillonnage.

Comme montré dans la figure, le paramètre de l'impulsion modulée - amplitude, durée ou position relative – varie en proportion directe des valeurs des échantillons.

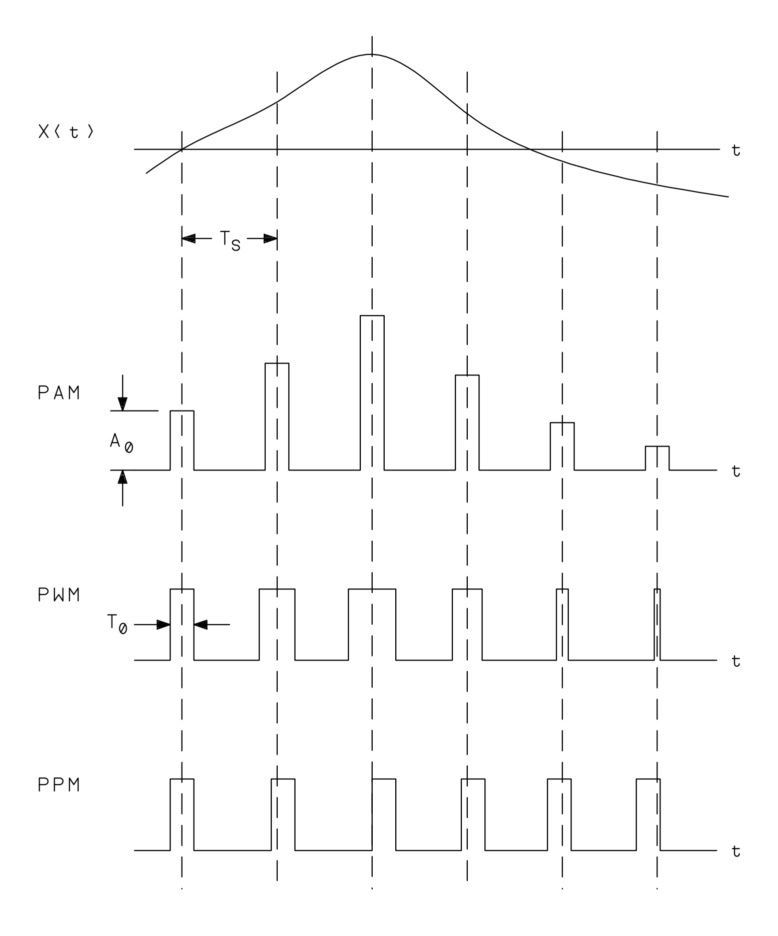


FIG.3 - TYPES OF ANALOG PULSE MODULATION.

4310APF3

3.1 – Modulation d'impulsion en amplitude

En PAM la forme d'onde se compose d'impulsions unipolaires ou bipolaires dont les amplitudes de crête sont proportionnelles aux valeurs instantanées des échantillons du message. Le signal PAM est souvent utilisé comme l'entrée d'un Convertisseur A/N qui changera les signaux analogiques en codes binaires.
Certain parallèles peuvent être établis entre PAM et Modulation d'amplitude linéaire d'une porteuse: dans les deux cas l'amplitude d'un signal transporte les informations du message. La PAM en effet souffre des mêmes inconvénients de l'AM dans ce qui concerne l'atténuation de transmission, la distorsion et le bruit.

Récupération du signal PAM

Quand le signal PAM est transporté sur les lignes téléphoniques, un simple filtre passe-bas dans le récepteur atténuera la fréquence des impulsions et remplira les intervalles entre les impulsions suffisamment pour rétablir la fidélité du signal de message. Quand le signal PAM est utilisé pour moduler directement une fréquence porteuse plus élevée pour la transmission radio, le Détecteur AM au niveau du récepteur agira comme le filtre passe-bas pour supprimer la fréquence des impulsions. Encore une fois, pas de fidélité est perdue. Le seule précaution à observer dans le processus de récupération est de s'assurer que le filtre passe-bas ait une réponse en fréquence plate sur l'entière gamme de fréquence de la bande base et assure une atténuation suffisante à la fréquence des impulsions.

3.2 – Modulation de largeur d'impulsions

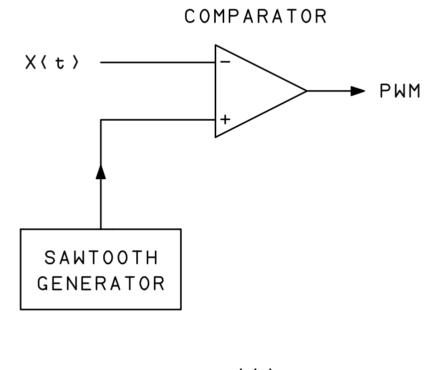
En PWM l'amplitude de chaque échantillon du signal original est codée dans la durée d'une impulsion correspondante. La durée d'une impulsion est un paramètre qui est relativement immune des dégradations de la transmission (atténuation et bruit); les avantages de la PWM sur la PAM sont les mêmes avantages que la FM analogique offre sur l'AM conventionnelle.

La figure 4 montre le principe de fonctionnement d'un modulateur PWM.

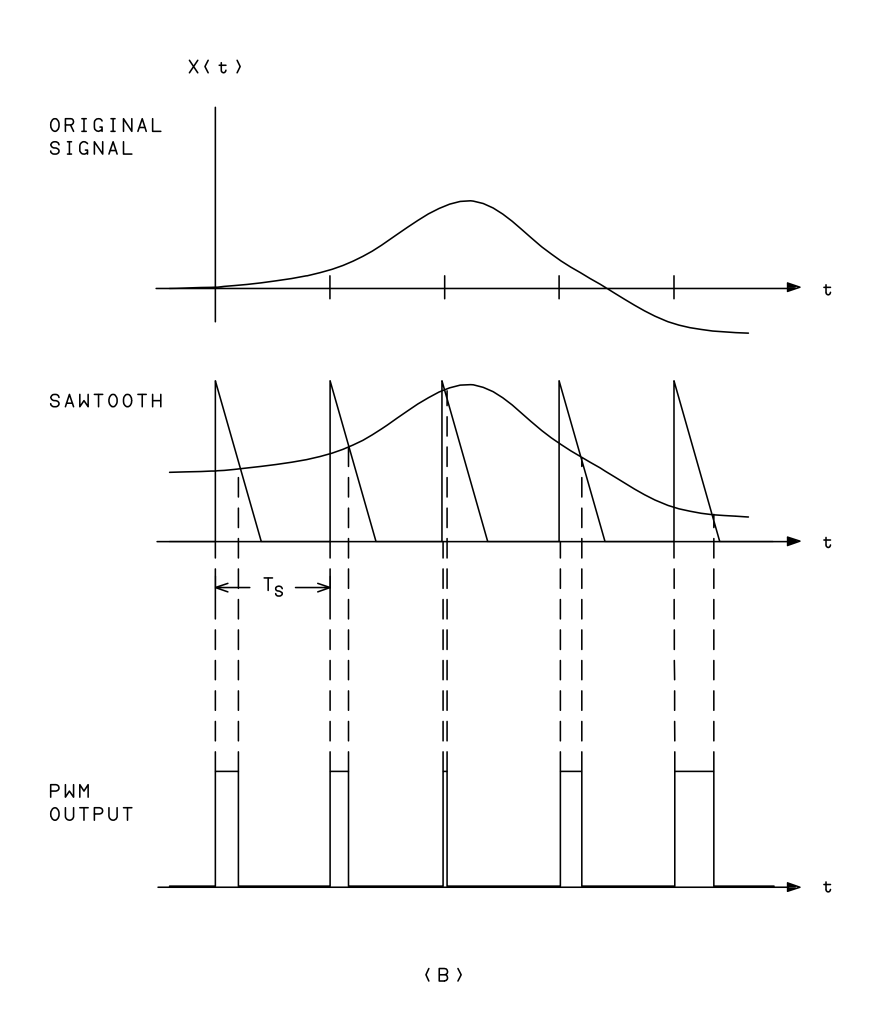
Récupération PWM

Quand le signal PWM arrive à sa destination sur des lignes téléphoniques, le circuit de récupération utilisé pour décoder le signal original est un simple intégrateur (filtre passe-bas). La charge sur le condensateur de filtrage sera la tension moyenne dans le cycle de l'onde PWM. Quand la largeur d'impulsion est large, soit 95% du temps d'un cycle, la tension de charge sur le condensateur sera environ 95% de la tension de crête de la porteuse. Quand la largeur d'impulsion est étroite, soit 5% du temps d'un cycle, la tension de charge sur le condensateur sera environ 5% de la tension de crête de la porteuse. La tension de sortie récupérée changera en amplitude en correspondance de la largeur des impulsions de l'onde PWM.

Quand l'onde PWM arrive à sa destination au moyen d'un signal rayonné par une antenne, il s'agit d'un signal de porteuse double-bande latérale qui doit d'abord être détecté par un redresseur à diodes et ensuite passé à travers un intégrateur (filtre passe-bas). Le détecteur en tous les récepteurs radio AM est tout ce qui est nécessaire pour accomplir la tâche. Cela signifie que le détecteur dans un normal Récepteur radio AM peut décoder le signal PWM transmis en AM sans autre modification du circuit.



(A)



(B)

FIG.4 - PWM GENERATION. (A) = BLOCK DIAGRAM OF THE MODULATOR
4310APF4 (B) = WAVERFORMS

3.3 – Modulation d’impulsions en position

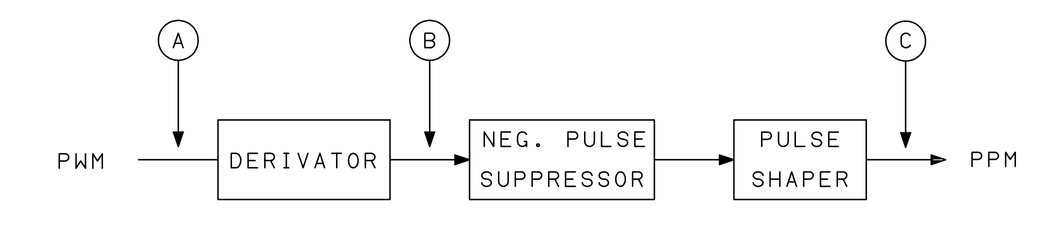
En PPM l’amplitude de chaque échantillon du signal original est convertie dans la position d’une impulsion par rapport à une référence préétablie.

Dans les systèmes de PPM le signal analogique est changé dans un Signal PWM en premier, et ensuite le signal PWM est converti dans un signal **modulé en position d’impulsion.** Cette double modulation dans l’émetteur peut sembler redondante, mais l’amélioration en immunité au bruit vaut bien l’effort supplémentaire. La raison pour laquelle le signal original PWM n’est pas utilisé devient évidente quand nous comparons la présence d’erreurs au récepteur sous dans des conditions de bruit élevé pour les trois formes de modulation (PAM, PWM et PPM). La transmission PPM est de loin supérieure aux deux autres systèmes dans la réjection du bruit qui introduit des erreurs. C’est son principal avantage. Les principaux inconvénients sont un circuit plus complexe et des coûts plus élevés.

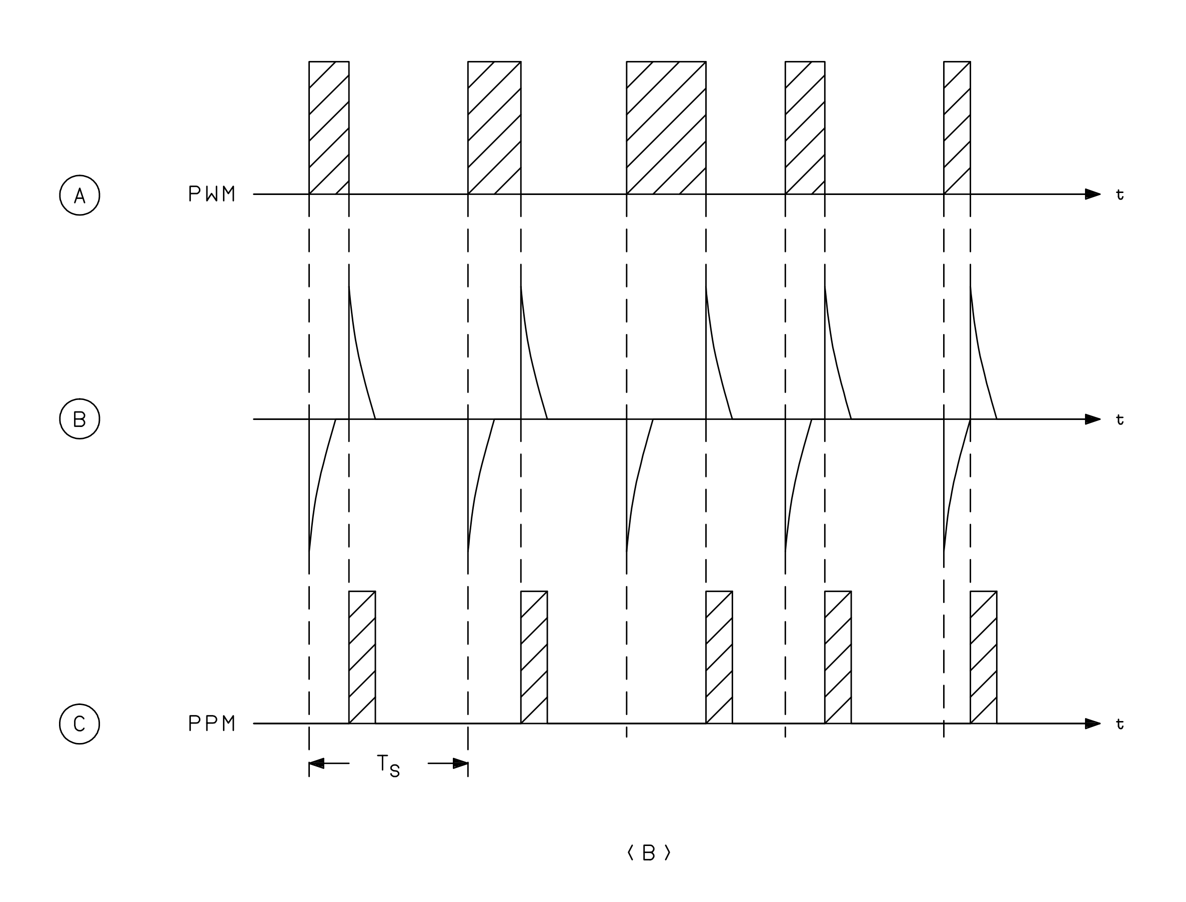
Le signal PWM de la Fig. 5 sera utilisé comme signal d’entrée d’un dérivateur inverseur suivi d’un bloc supprimant les impulsions négatives et un autre bloc qui met en forme et transmet le reste.

Récupération de la transmission PPM

Au niveau du récepteur, une impulsion de référence à fréquence fixe est générée à partir du signal PPM d’entrée pour activer une bascule (multivibrateur bistable). Le signal PPM est aussi appliqué à la broche de RESET de la bascule pour l’arrêt. Cela recrée le signal PWM, qui à son tour peut être démodulé par un simple filtre passe-bas (moyenneur de tension).



(A)



(B)

FIG.5 - GENERATING PPM FROM PWM. (A)=BLOCK DIAGRAM. (B)=WAVEFORMS.

4310APF5

3.4 – Multiplexage temporel (TDM)

Dans ce paragraphe il est fait référence au principe de multiplexage des signaux PAM. Le même principe s'applique au multiplexage des signaux PWM et PPM.

Le but initial de PAM était d'économiser la dissipation de puissance dans les amplificateurs de basse fréquence.
L'utilisation d'une impulsion de faible rapport cyclique dans un système PAM peut laisser l'amplificateur (et le système) inactif pendant, disons, 75% du temps. Il est souhaitable que l'amplificateur travaille pendant le 25% du temps, mais il est également souhaitable de permettre au système d'exécuter d'autres fonctions pour le restant 75% du temps. Cette application s'appelle à temps partagé ou multiplexage temporel (TDM).

Le système de multiplexage de la Fig. 6 permet de transporter quatre signaux PAM sur une seule paire de fils en même temps sans interférence et sans augmenter la fréquence de bande base au-delà de celle d'un message individuel. Chacun des quatre signaux de message dans la Fig. 6 contient toutes les fréquences entre 300Hz et 3KHz; en tant que telle, la figure peut représenter quatre conversations téléphoniques vocales. La sortie du générateur d'impulsions d'horloge est une onde carrée de rapport cyclique 25% à 8KHz et est utilisée pour déclencher Q1, un commutateur analogique. La même impulsion de déclenchement est retardée de 90° (un quart du cycle) et est utilisée pour déclencher le commutateur Q2. Elle est puis retardée un autre 90° (180° au total) pour allumer Q3, et Q4 est déclenché après un retard d'un autre quart de cycle. Noter que chaque amplificateur est sous tension pendant 25% du temps. Les quatre signaux PAM sont ajoutés linéairement dans l'amplificateur additionneur, qui a une forme d'onde de sortie correspondant à la somme en temps partagé des tensions dans la Fig. 7. La gamme de fréquence de la bande base de sortie contient toutes les fréquences entre 300Hz et 3KHz plus la fréquence du signal de déclenchement de 8x4 = 32KHz.

Récupération d'une transmission TDM:

Quand un signal TDM est transporté sur un réseau filaire vers le récepteur, il doit être accompagné par le cadrage ou information de synchronisation pour permettre au récepteur de réattribuer correctement l'information de chaque tranche de temps au canal de destination.
L'information nécessaire consiste à la synchronisation de trame et la synchronisation de tranche de temps. La première informe le récepteur du début d'un nouveau cycle, la seconde de chaque nouvelle tranche de temps (canal) dans le cadre.

Dans les premiers systèmes cette information était transportée renonçant à un canal vocal pour porter l'information de Synchronisation de trame (signalisation par Canal Associé), tandis que dans d'autres systèmes l'information de synchronisation est incorporée dans les données (signalisation Canal par Canal). Dans la plupart des systèmes modernes l'information de synchronisation et

autres signaux auxiliaires pour plusieurs troncs TDM sont portés sur une voie de transmission séparée (signalisation par Canal Commun).

Le récepteur a un oscillateur de déclenchement synchronisé avec une sortie qui est retardée dans la même manière que celle utilisée dans le modulateur. Dans notre exemple, un tronc PAM quatre canaux eut l'impulsion de déclenchement de chaque canal retardée d'un facteur de 90°. le Canal 1 aurait un commutateur analogique comme l'émetteur, qui serait activé quand le signal de message du canal 1 est entré dans le système. les Canaux 2, 3 et 4 seraient activés à leur tour pour permettre le passage des respectifs signaux de message. Une fois les quatre signaux ont été séparés en circuits individuels, un filtre passe-bas (intégrateur) permettra de reconstruire l'information pulsée dans un signal analogique.

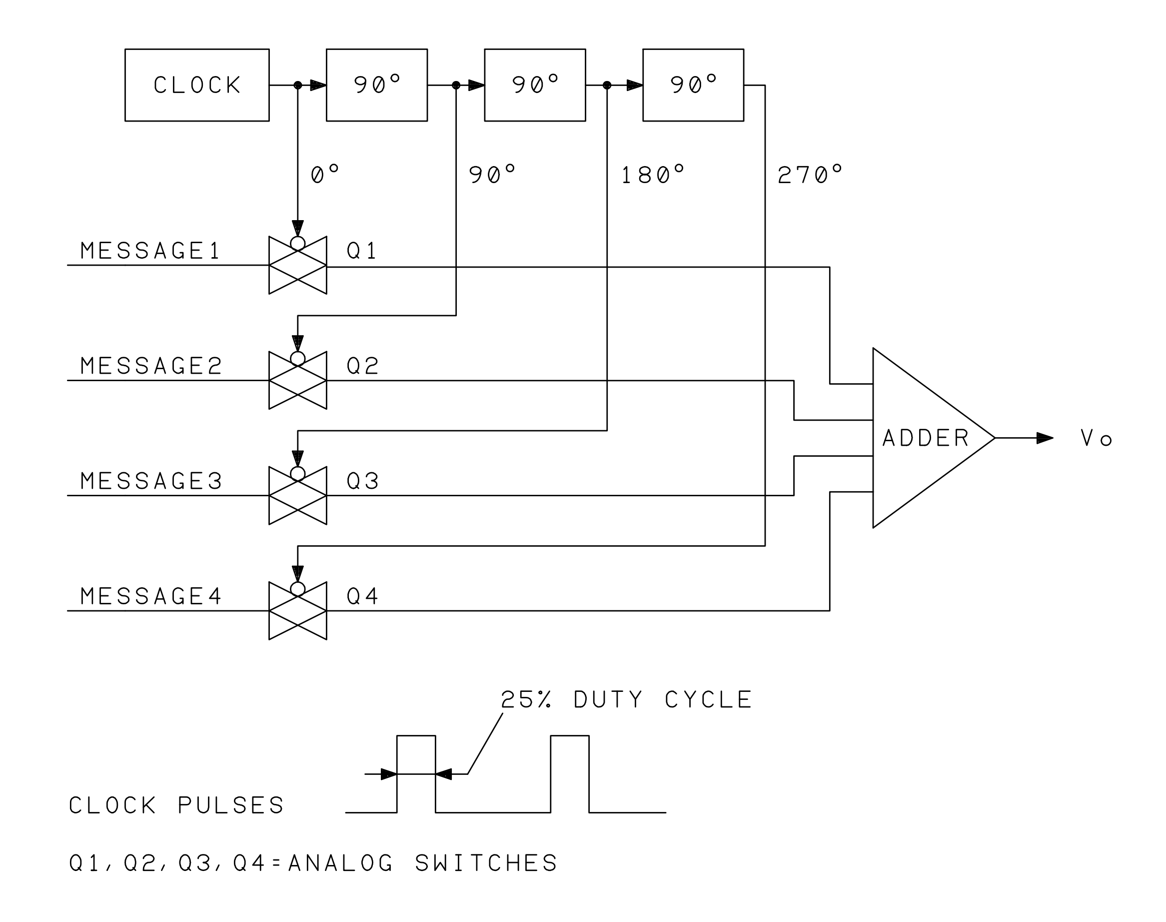


FIG.6 - THE PRINCIPLE OF PAM MULTIPLEXING - BLOCK DIAGRAM

4310APF6

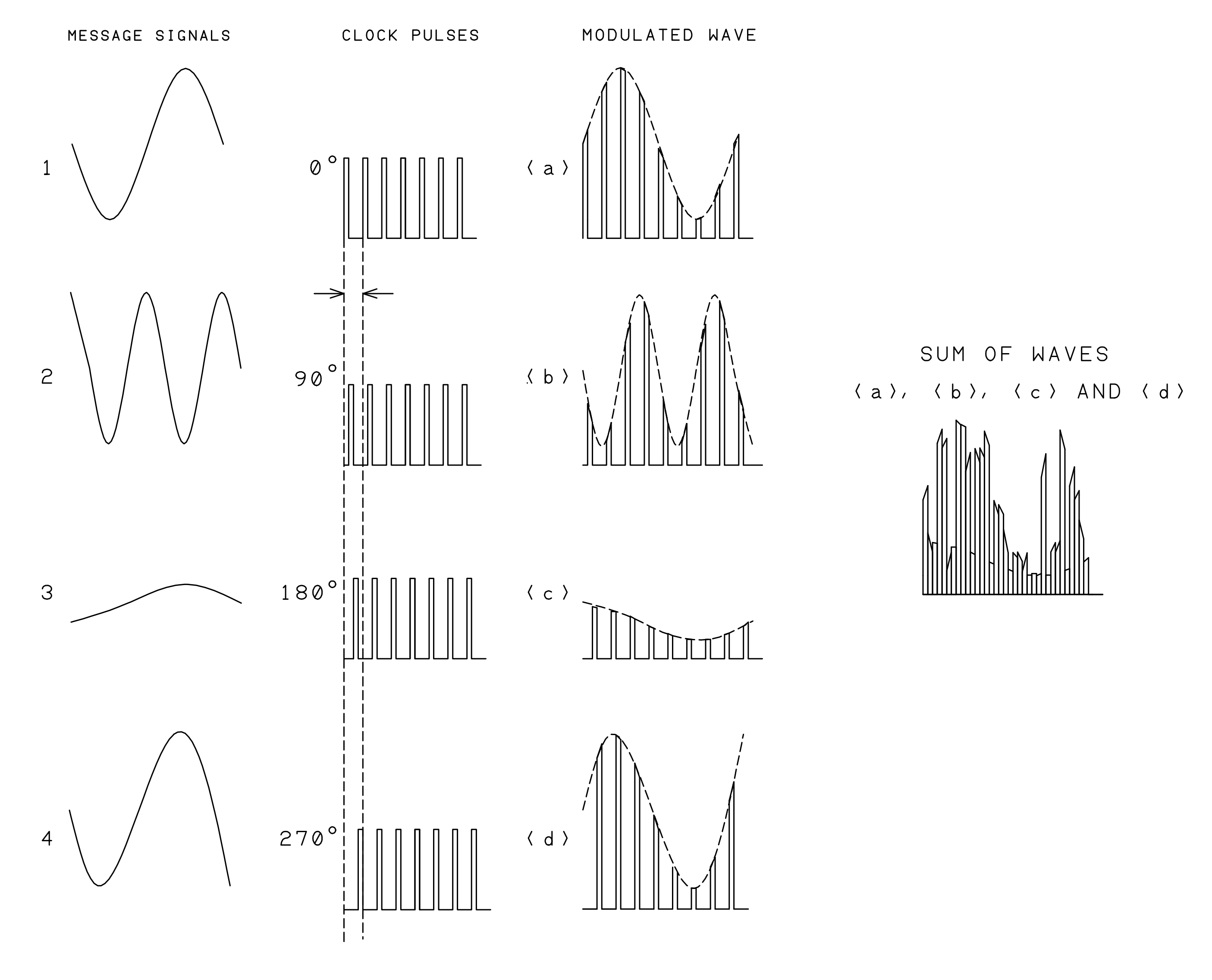


FIG.7 - WAVESHAPES FOR THE PAM-MULTIPLEXER OF FIG.6

B43S1F7

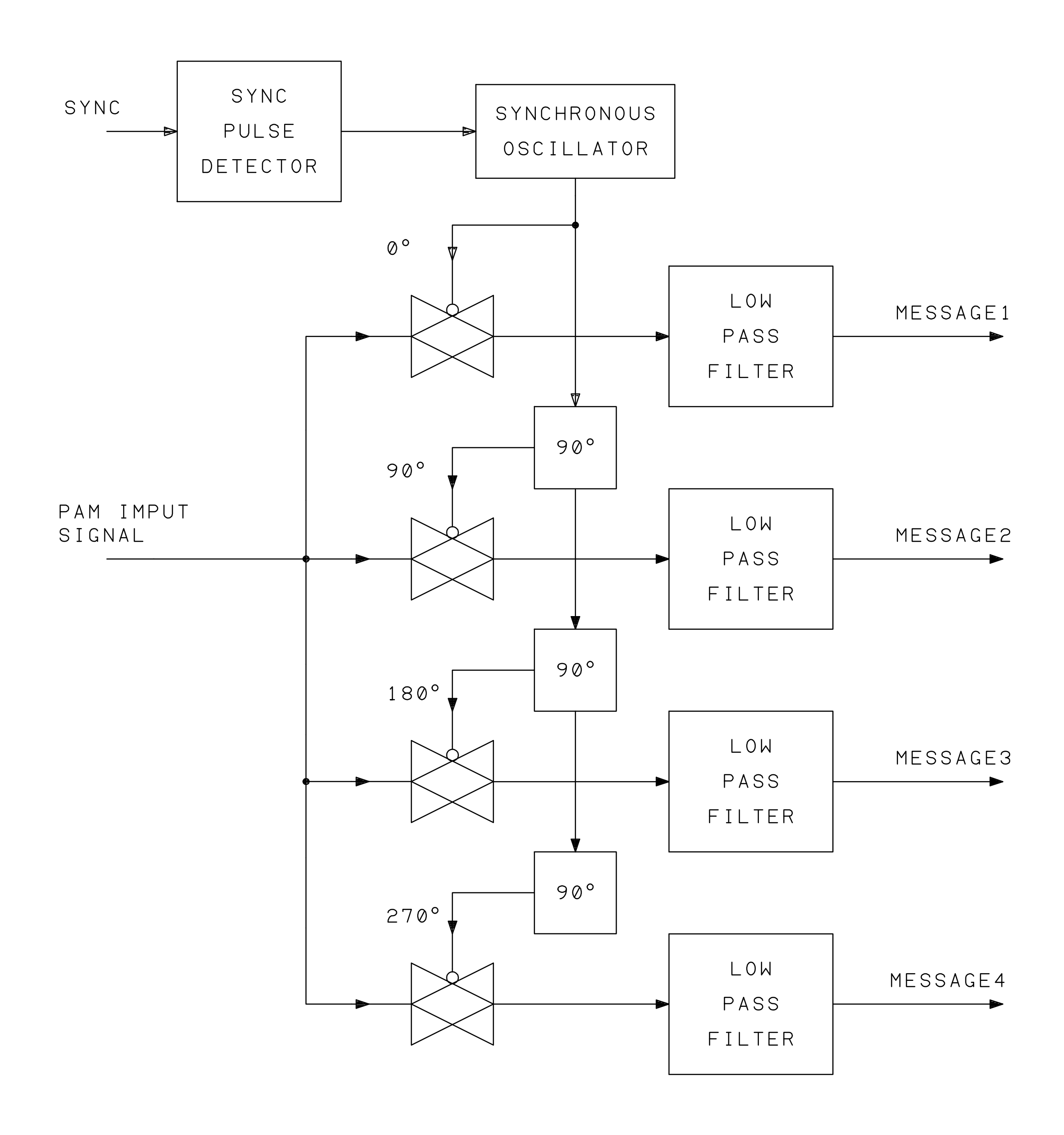


FIG.8 - SEPARATION (DEMULTIPLEXING) AND RECOVERY OF SIGNALS
4310APF8 FROMA TDM-PAM TRANSMISSION

4 – MODULATION D'IMPULSIONS CODEES: PCM ET DPCM

Les types de modulation mentionnés ci-dessus sont des représentations analogiques du message. La modulation d'impulsions codées (PCM) est nettement différente dans le concept: C'est une modulation numérique dans laquelle le message est représenté par groupe codé d'impulsions numériques (d'amplitude discrète). La Modulation Delta (DM) et la modulation différentielle par impulsions codées (DPCM) sont des variations du PCM. Le raisonnement derrière la procédure de numérisation est le suivant.

En modulation analogique, le paramètre modulé varie de façon continue et peut prendre n'importe quelle valeur correspondante à la gamme du message. Quand l'onde modulée est falsifiée par le bruit, il n'existe aucun moyen pour le récepteur à discerner la valeur exacte transmise.
Supposer, toutefois, que le paramètre puisse avoir seulement quelques valeurs discrètes; si la séparation entre ces valeurs est importante par rapport aux perturbations du bruit, ce sera une simple question de décider au niveau du récepteur précisément quelle valeur spécifique était prévue. Par conséquent l'effet du bruit aléatoire peut être virtuellement éliminé, ce qui est l'idée du PCM. Collatéral avec la propriété des amplitudes discrètes, les systèmes PCM longue distance peuvent employer des répétiteurs **régénérateurs**, obtenant ainsi un avantage supplémentaire sur tout forme de transmission analogique.

Le question se pose maintenant: comme peut-on représenter un message analogique en forme numérique? La réponse réside dans l'échantillonnage, la quantification et le codage.

En PCM l'amplitude de chaque échantillon du message original est codée dans un nombre binaire, normalement un nombre de 8 bits, qui est ensuite transmis comme une séquence de "0" et "1", pour être enfin reçu et décodé.

En DPCM, chaque échantillon est comparé au précédent et la différence des amplitudes est codée dans un nombre binaire (encore normalement un nombre de 8 bits) qui est envoyé au récepteur.

4.1 – Quantification et Codage

Les éléments pour la génération de la PM sont schématisés dans la Fig. 9A. Le signal continu est d'abord filtré (par un filtre passe-bas) et échantillonné.
Les valeurs des échantillons sont puis arrondies ou quantifiées à la valeur prédéterminée plus proche. Enfin un codeur convertit les échantillons quantifiés en MOTS NUMERIQUES appropriés, un mot de code pour chaque échantillon, et génère le correspondant signal PM de bande base comme une forme d'onde numérique.

L'entier procédé illustré dans la Fig. 9A prend le nom de CONVERSION ANALOGIQUE/NUMERIQUE. La Fig. 9B résume l'entier procédé sous une forme graphique.
Puisque plusieurs chiffres sont nécessaires pour chaque échantillon, il apparaît que la bande passante PCM est beaucoup plus grande que la bande passante du message.

4.2 – Erreur de quantification et Bruit de quantification

Dans le processus de quantification, une ERREUR DE QUANTIFICATION inhérente est effectuée, parce-que chaque valeur d'échantillon est arrondie à la valeur du niveau de quantification plus proche disponible (voir la Fig. 9B). Pendant cette approximation, un élément d'information est inévitablement perdu et cela va rendre impossible dans le récepteur de reconstruire la valeur EXACTE de l'échantillon.
On reconstruit seulement des valeurs analogiques discrètes, qui sont de force approximées.

La Figure 10A représente le signal de sortie du convertisseur NUMERIQUE/ANALOGIQUE d'un Récepteur PCM. Le signal apparaît comme une approximation en escalier du signal original. On peut dire que le signal reconstruit est le signal original avec un BRUIT DE QUANTIFICATION superposé. Il est clair que l'erreur de quantification et le bruit de quantification dans un système sont liés à la hauteur des marches de quantification ou, inversement, au nombre de niveaux de quantification disponibles pour représenter le message original.

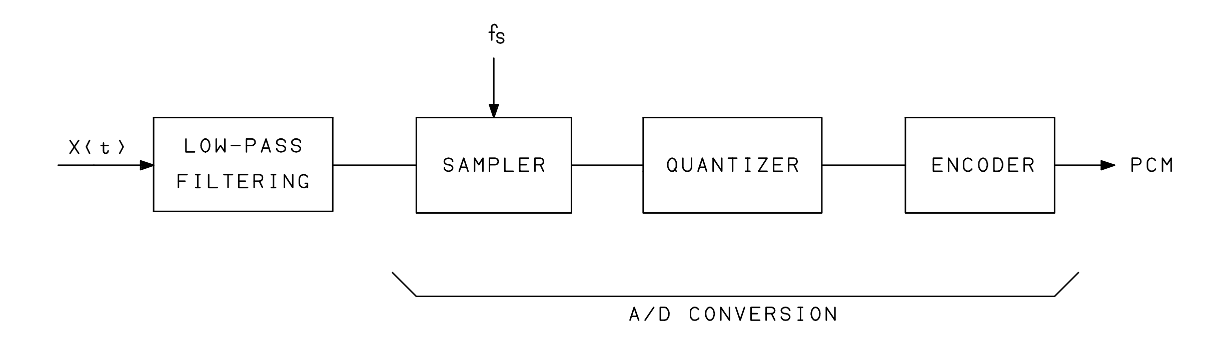


FIG.9A - PCM GENERATION SYSTEM

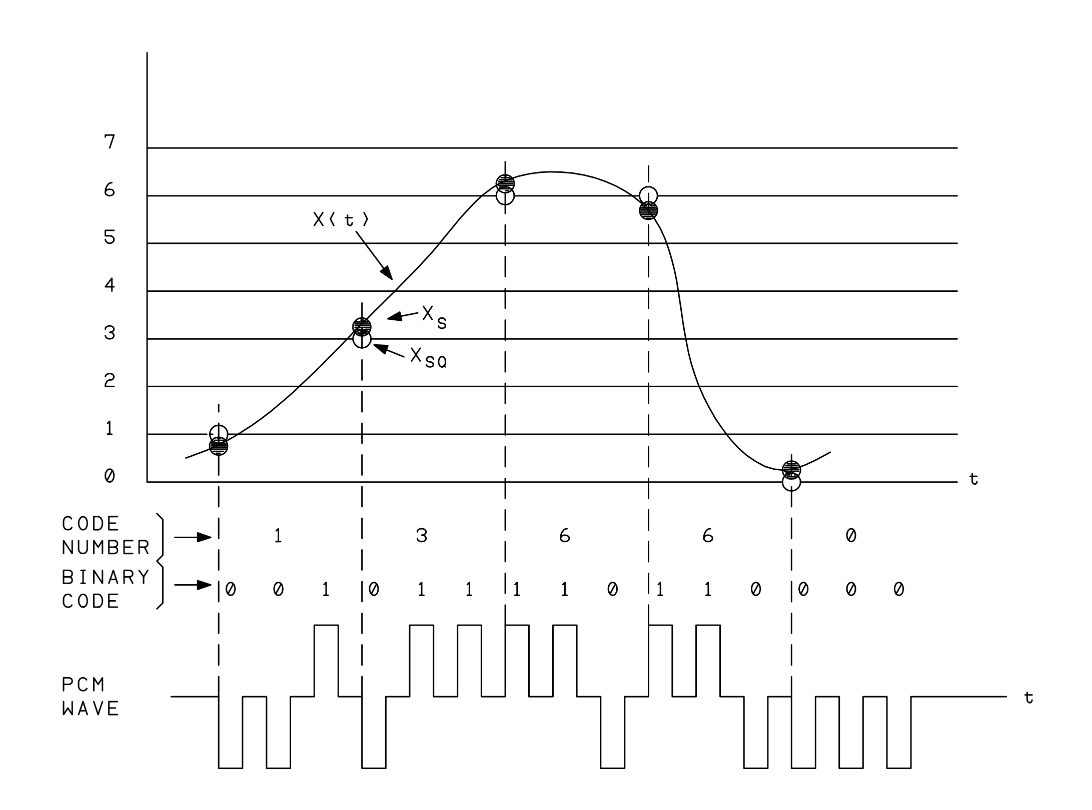
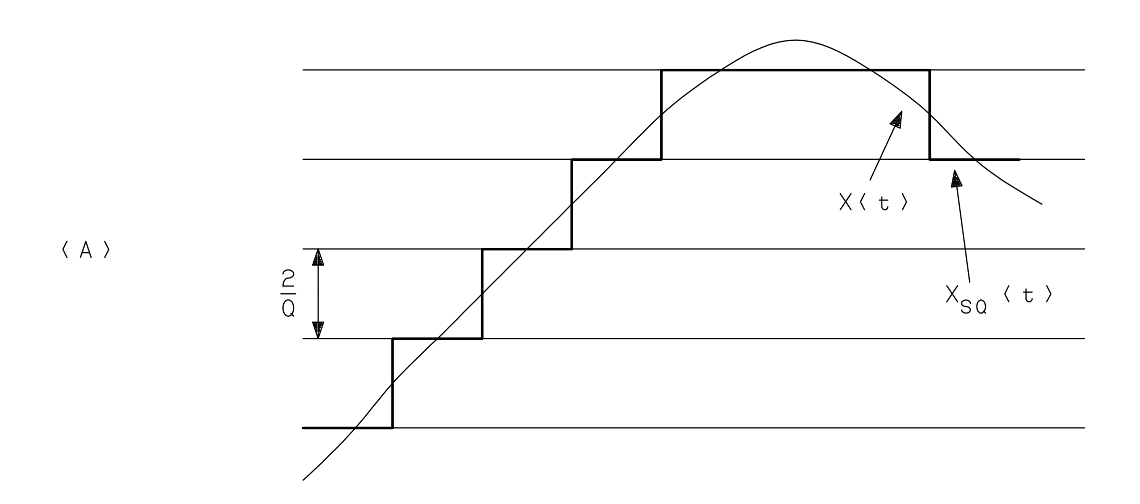


FIG.9B - GRAPHIC REPRESENTATION OF THE PROCESS OF PCM GENERATION

X(t) =ORIGINAL MESSAGE
X_S =SAMPLED VALUES
X_{SQ} =QUANTIZED VALUES

B43S1F9



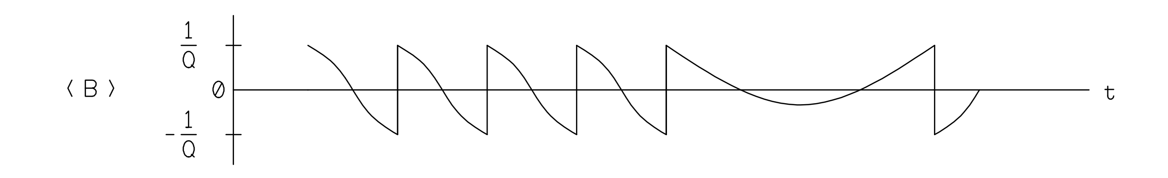


FIG.10 – (A) ORIGINAL MESSAGE (X(t)) AND STAIRLIKE APPROXIMATION (X_{SQ}(t))

(B) QUANTIZATION ERROR VS TIME (OR QUANTIZATION NOISE FOR RECEIVED MESSAGE)

4.3 – Schémas de Quantification Linéaire et Non linéaire

Dans le but d'améliorer la qualité de la transmission des systèmes par codage d'impulsions, on a fait plusieurs études pour réduire le Bruit de Quantification.
En ce qui concerne les systèmes conçus pour transporter la parole, par exemple, on a noté que le signal électrique représentant la voix humaine, une fois échantillonné, semble rester à niveau "relativement faible" pour la plupart du temps, tandis que les échantillons de grande amplitude sont relativement rares. Il semble donc plus important de reproduire fidèlement les niveaux de faible amplitude, tandis qu'une erreur modérée peut être tolérée dans de pics de haut niveau.

Cela conduit à l'idée d'adopter un schéma de quantification non-uniforme (ou non linéaire) pour la voix humaine, qui fournit des marches plus petites (haut précision) pour faibles niveaux et des marches plus hauts (précision inférieure) pour hauts niveaux. La Fig.11 est un exemple de schéma de quantification non linéaire de ce type.

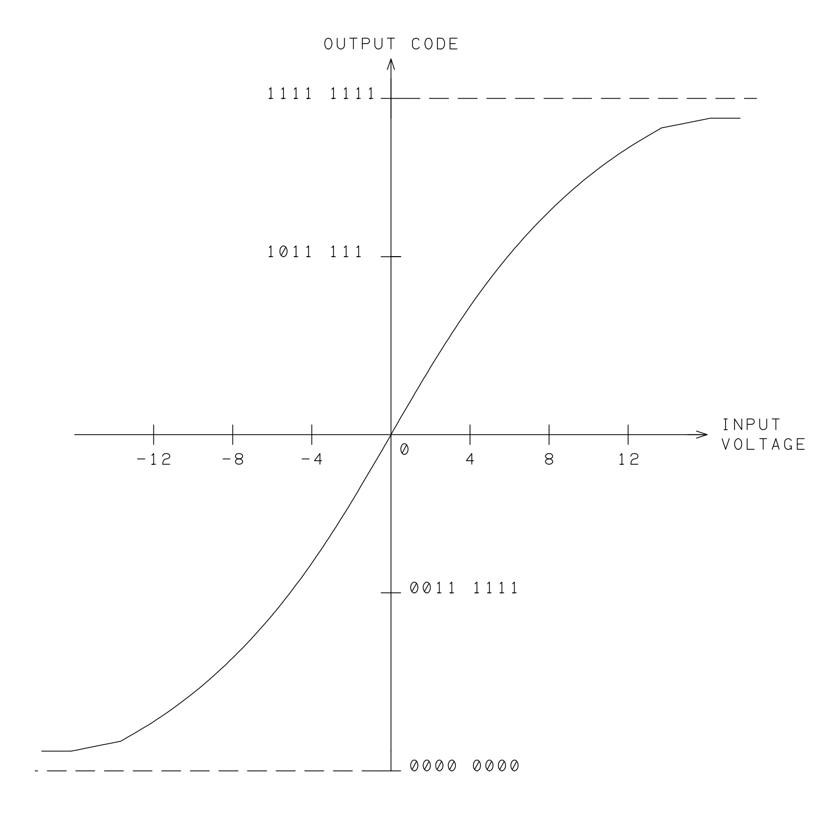


FIG.11 - EXAMPLE OF A NON-LINEAR QUANTIZATION SCHEME

B43S1F11

4.4 –Multiplexage temporel PCM (PCM TDM)

Le TDM provient de l'idée de partager les mêmes moyens de transmission (paire de fils, câble, système radio, etc.) entre plusieurs paires de signaux SOURCE/DESTINATION. Chaque source (un Convertisseur A/N d'un émetteur PCM, dans notre cas) est autorisée à utiliser le moyen de transmission seulement pour le temps nécessaire à envoyer un échantillon codé. Les sources envoient leurs échantillons codés un après l'autre et le cycle recommence une fois la dernier source a envoyé son code (voir Fig.12A et 12B).
Si le procédé se répète suffisamment rapide, pas de dégradation importante de la qualité de chaque message transmis aura lieu, à condition que le système soit conçu de façon adéquate.

Dans la terminologie des Télécommunications, la fraction de cycle pour laquelle une source est autorisée à transmettre s'appelle TIME SLOT. Une paire source/destination, qui transporte un seul message, s'appelle CANAL. Le signal transmis sur le moyen de transmission pendant un seul cycle de multiplexage s'appelle une TRAME. Une trame se compose d'autant de TIME SLOTS que de paires source/destination (CANAUX). (En effet il y a des systèmes dont la trame comprend plus de slot que de paires source/destination. Les slots supplémentaires sont destinés à porter des informations auxiliaires de l'émetteur au récepteur).

Récupération d'une transmission TDM:

Quand un Signal TDM est transporté sur un réseau filaire vers le récepteur, il doit être accompagné par le cadrage ou information de synchronisation pour permettre au récepteur de réattribuer correctement l'information de chaque slot au canal de destination.

L'information nécessaire consiste à la Synchronisation de trame et Synchronisation de Slot. La première informe le récepteur du début de chaque nouveau cycle de trame, la seconde de chaque nouveau slot (canal) dans la trame.

Dans les premiers systèmes cette information était transportée en renonçant à un canal vocal pour porter l'information de Synchronisation de trame (signalisation sur Canal Associé), tandis que dans autres systèmes l'information de synchronisation est incorporée dans les données (signalisation Canal par Canal). Dans la plupart des systèmes modernes l'information de synchronisation et autres signaux auxiliaires pour plusieurs tronçons TDM sont portés sur une voie de transmission séparée (Canal de signalisation commun).

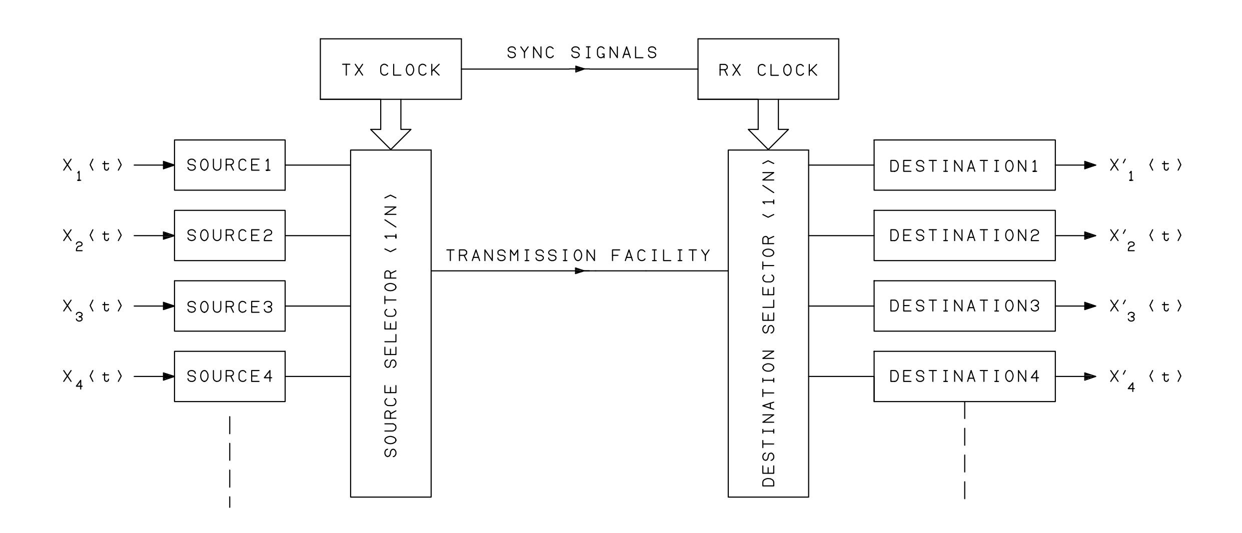


FIG.12A - THE PRINCIPLES OF PCM-TDM TRANSMISSION

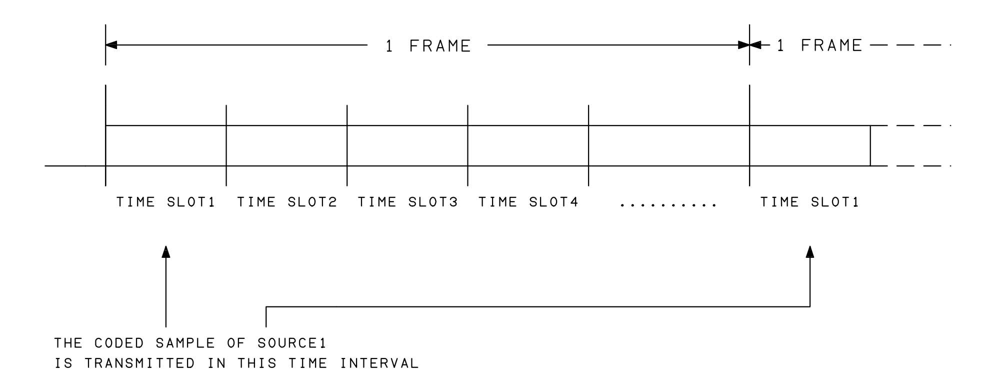


FIG.12B - THE FORM OF A PCM-TDM FRAME

4.5 – Modulation PCM Différentielle (DPCM)

Dans les signaux audio, et plus particulièrement dans les signaux de parole, les basses fréquences en général prédominent. Cela vaut également pour les signaux vidéo: les transitions brusques de luminosité dans l'image sont l'exception, une répartition assez homogène de la luminosité est la règle. Ainsi, pour les deux signaux audio et vidéo, des échantillons consécutifs diffèrent souvent peu de valeur. Pour cette raison il peut être avantageux de coder non la valeur d'échantillonnage elle-même mais la différence entre un échantillon et le précédent. C'est ce qu'on appelle modulation différentielle d'impulsions codées.

La Fig.18 donne un schéma-bloc de l'équipement nécessaire. En chaque intervalle d'échantillonnage l'échantillon est comparé avec une approximation de l'échantillon précédent dans un amplificateur différentiel. La différence est quantifiée et codée.

Le codé signal est alors transmis.
Le signal d'entrée échantillonné est temporairement tenu dans une mémoire analogique pour une utilisation dans le prochain cycle d'échantillonnage + différentiation.

Si le signal différentiel est codé en PCM, le récepteur se compose d'un décodeur PCM plus un intégrateur (Filtre passe-bas).

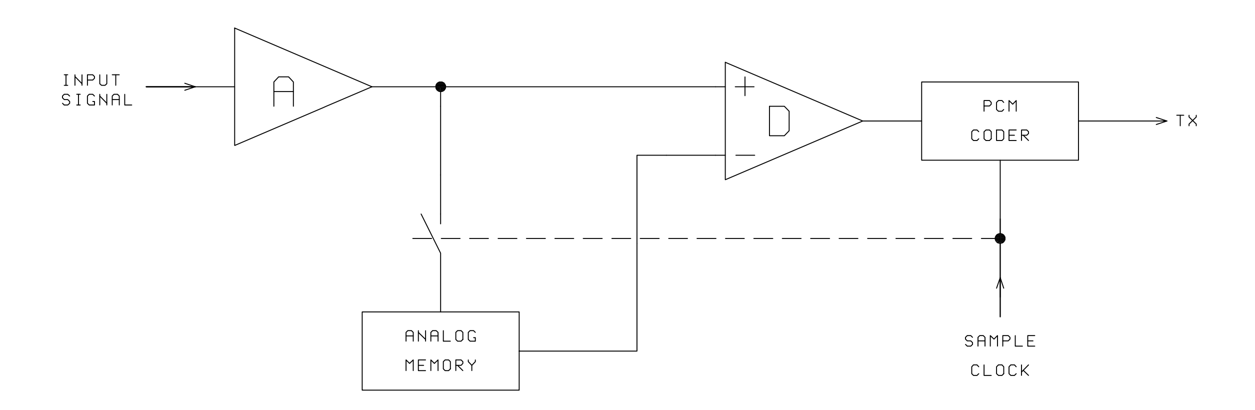


FIG.18 - BLOCK DIAGRAM OF A DPCM TRANSMITTER
B43S1F18

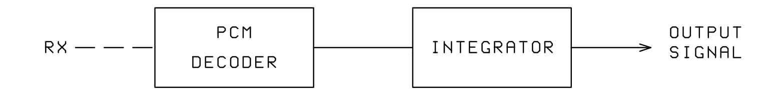


FIG.19 - BLOCK DIAGRAM OF A DPCM RECEIVER
B43S1F19

Note: les Figures de 13 à 17 n’existent pas dans cette version du manuel.

5 – DESCRIPTION DE L'UNITE DIDACTIQUE

La Figure 20 représente le vue de face de l'unité didactique et la Fig.21 représente son schéma détaillé. Les différents blocs indiqués sont décrits ci-dessous:

1 – GENERATEURS DE SYNCHRONISATION ET D'AUDIOFREQUENCE: Ce bloc fournit les signaux de temporisation et de contrôle pour l'entière unité didactique à partir d'un générateur d'horloge principal piloté par quartz.
Un point de mesure étiqueté "TRIGGER" porte un signal qui permet de synchroniser un oscilloscope à toutes les formes d'onde de l'unité didactique.

Ce bloc dispose également de 4 signaux sinusoïdaux dans la bande audio, à utiliser comme sources à audiofréquence d'essai dans le système.
Les 4 sinusoïdes sont obtenues par la lecture cyclique d'une mémoire EPROM où les sinusoïdes sont mémorisées sous une forme numérique échantillonnée. Un utilise la technique de codage DELTA.

Chacune des 4 sources à audiofréquence est réglable séparément de 0 à 5Vpp, par les potentiomètres P1 à P4.
Les trimmers P5 à P8 règlent le niveau maximum pour chaque source.

2 – MULTIPLEXEUR PAM: C'est un multiplexeur temporel 4-canaux utilisant la technique PAM. Il accepte 4 entrées analogiques à audio fréquence (5Vpp max.), et construit un Signal TDM composite disponible à la prise TX PAM.

Deux points de mesure de ce bloc portent le signal de synchronisations de base du fonctionnement TDM, respectivement les signaux CHANNEL SYNC. et FRAME SYNC.
Le taux d'échantillonnage pour chaque canal est 4.8Kc/s.

3 –DEMULTIPLEXEUR PAM: Ce bloc reçoit le signal TDM PAM du multiplexeur à LA prise d'entrée RX PAM et effectue le fonction complémentaire de reconstruction des 4 signaux audio, ce qui les rend disponibles à la AF CHANNEL OUTPUT.

Le bloc se compose de deux étages principaux, dont le premier est le démultiplexeur réel, le second est un bloc de 4 filtres actifs pour supprimer le bruit haute fréquence. Quatre points de mesure, PAM1…..PAM4 portent les signaux de la sortie du premier étage avant du filtrage.

4 – CODEUR PCM: Ce bloc se compose essentiellement d'un Convertisseur A/N rapide 8-bit et un convertisseur Parallèle-Sériel (P/S) produisant une signal de sortie sériel à la prise TX PCM.
Le fonctionnement du Convertisseur A/N et du convertisseur P/S est synchronisé avec le multiplexeur et démultiplexeur PAM de manière à démontrer la transmission TDM PCM 4-canaux des signaux analogiques.

Les détails de comment cela peut être effectué seront expliqués plus clairement au cours des exercices.

Le taux de conversion de l'étage A/N de ce bloc est de 19.2K échantillons/s, ce qui permet la transmission de 4 canaux avec un taux d'échantillonnage de 4.8Kc/s X 4 = 19.2Kc/s
Le débit binaire à la prise PCM est de 8-bits X 19.2Kc/s = 153.6Kbit/s

5 –DECODEUR PCM: Ce bloc effectue la conversion Série-Parallèle du flux de données reçues à la prise RX PCM et une suivante conversion synchrone N/A de chaque paquet série de 8 bits. Le signal disponible à la prise de sortie est une réplique du signal appliqué à la Prise d'entrée AF du bloc CODEUR PCM, avec juste un retard de 2 trames, respectivement à cause de la conversion P/S dans le Codeur et la conversion S/P dans le Décodeur.

6 – FILTRE DE DEMODULATION: les signaux différentiels demandent un filtrage passe-bas pour la démodulation. Ce bloc fonctionnel offre cette fonction.
Les signaux à démoduler sont placés à la prise d'entrée et le signal AF récupéré est disponible à la Prise de sortie AF.
Ce filtre de démodulation a un contrôle de niveau, P11 et permet le réglage de la fréquence de coupure par P12.
Un point de mesure "UNFILTERED AF" est présent pour montrer le signal avant le filtrage actif de la sortie.

7 – MODULATEUR DIFFERENTIEL: Ce bloc échantillonne le signal analogique d'entrée et produit la différence analogique entre chaque échantillon et le précédent.
La sortie de ce modulateur peut être envoyée au CODEUR/DECODEUR PCM pour réaliser un système PCM DIFFERENTIEL (ou DPCM) ou directement démodulé dans le FILTRE DE DEMODULATION.

8 – COMPANDER AF: Comme expliqué dans la partie initiale de ce manuel, des schémas de quantification non linéaire sont souvent utilisés en modulation numérique pour obtenir une bonne qualité de transmission des signaux analogiques.
Ce bloc offre un aperçu de comme une loi non linéaire de codage peut être mise en œuvre.

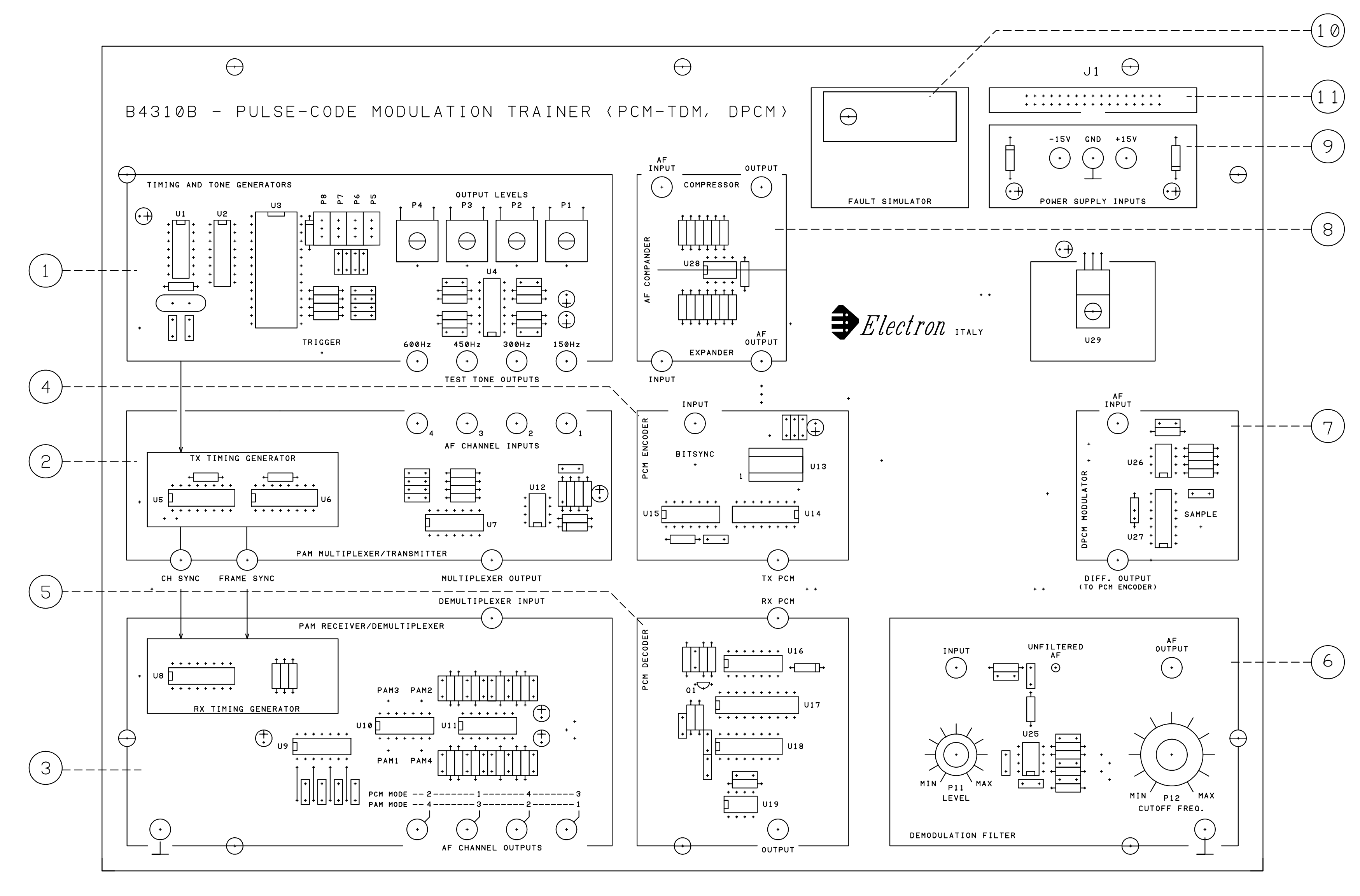
Le COMPRESSEUR convertit l'amplitude instantanée du signal d'entrée (à la Prise d'entrée AF) dans une valeur "comprimée" par une loi presque exponentielle.
De cette manière même des pics audio de grande amplitude peuvent être comprimés à moins du 5Vpp, niveau qui peut traverser les modulateurs numériques de l'unité didactique sans saturation.

L'EXPANSEUR effectue l'opération inverse à la réception, en utilisant une loi exponentielle complémentaire.
Le COMPANDER AF peut aussi être démontré de manière simple en connectant directement la sortie du compresseur à l'entrée de l'expanseur, sans l'utilisation d'un système de transmission entre les deux.

9 – ENTREES ALIMENTATION: C'est ici que l'alimentation externe doit être connectée. Deux tensions stabilisées sont nécessaires, +15V et –15V. La consommation de courant maximale de chaque source est inférieure à 100mA.

10 – SIMULATEUR DE PANNES: Il s'agit d'un réseau de 8 microswitches cachés par un couvercle en plastique. L'instructeur simule une panne hors de 8 possibles, suivant les instructions données à la fin de ce manuel (pour l'utilisation de l'instructeur seulement).
Le fonctionnement normal de l'unité didactique exige que toutes les pannes soient à OFF, c'est à dire tous les commutateurs en position OFF.

11 – CONNECTEUR J1: Cela permet de connecter l'unité didactique au B1178, Interface optionnel au PC pour la Simulation de pannes, permettant de programmer les pannes et la recherche des pannes à l'aide d'un PC.
Le même connecteur permet la connexion au B1180 –Laboratoire Informatisé pour la Formation en Electronique.
Notez toutefois que la pleine utilisation de l'unité didactique est possible sans les options B1178 ou B1180.



FRONT VIEW OF THE TRAINER

310BBF20

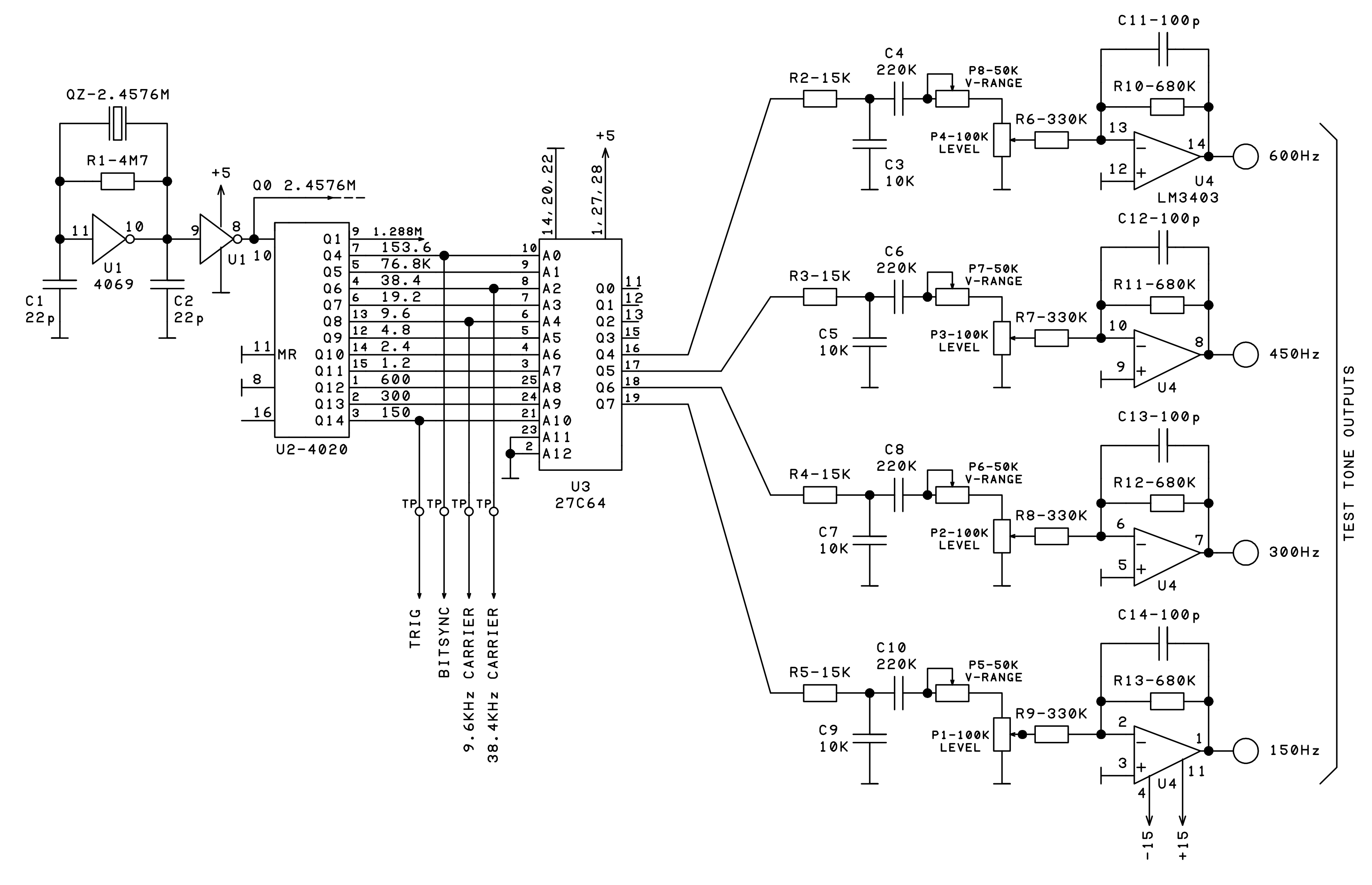


FIG.21A - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 1/4

310BB21A

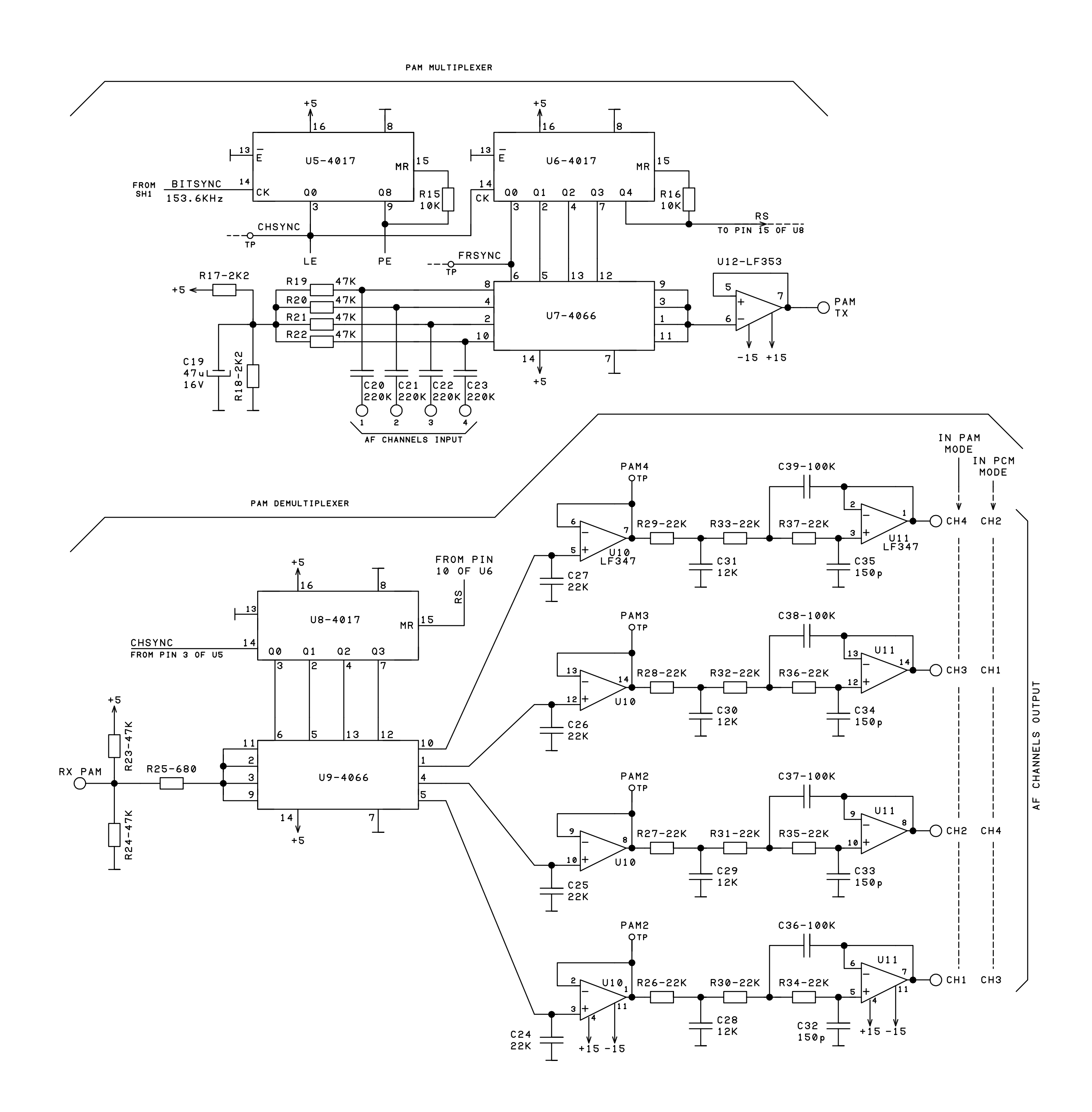


FIG.21B - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 2/4
310BB21B

PCM ENCODER

ANALOG/
PAM INPUT
C41
220K
R39
68K
R40-100K
2V5
R30
100K
C55
120
U12-LF353
-15 +15
D1-3V9
1V25
AGND
C42
100K
+5
C44
10u, 16V
C43-100K
AGND
C45-100K
DGND
AVSS
DVSS
AGND
DGND
U13-HI1175JCP (ADC)
OE
LSB
MSB
CK
2.4576M
FROM PIN 10 OF U2
PE
FROM PIN 9 OF U5
BITSYNC
FROM PIN 7 OF U2
PE
SHIFT
U14-4021
Q8
TX PCM
SI
+5

PCM DECODER

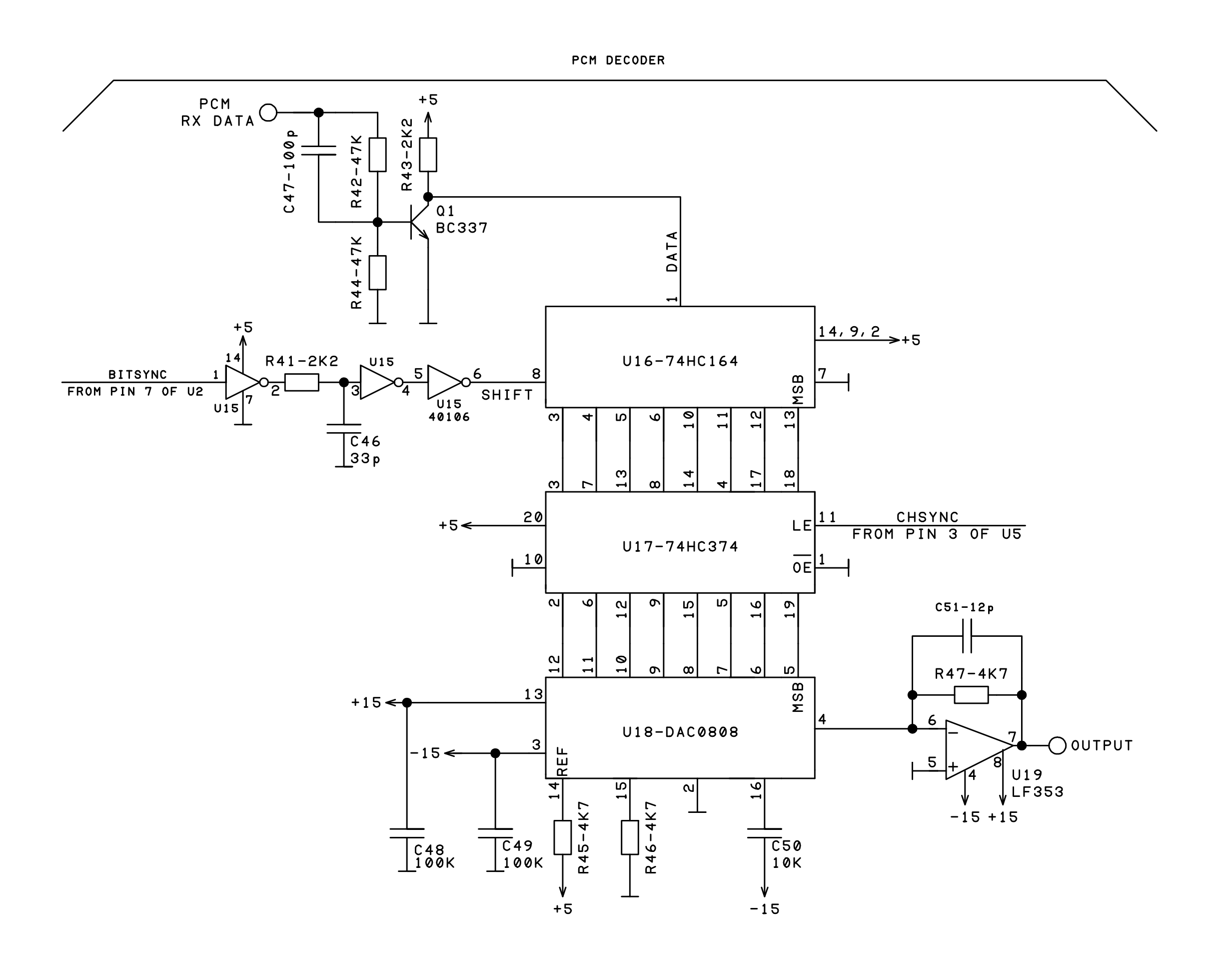


FIG.21C - B4310B-B - SCHEMATIC DIAFRAM - SHEET 3/4
310BB21C

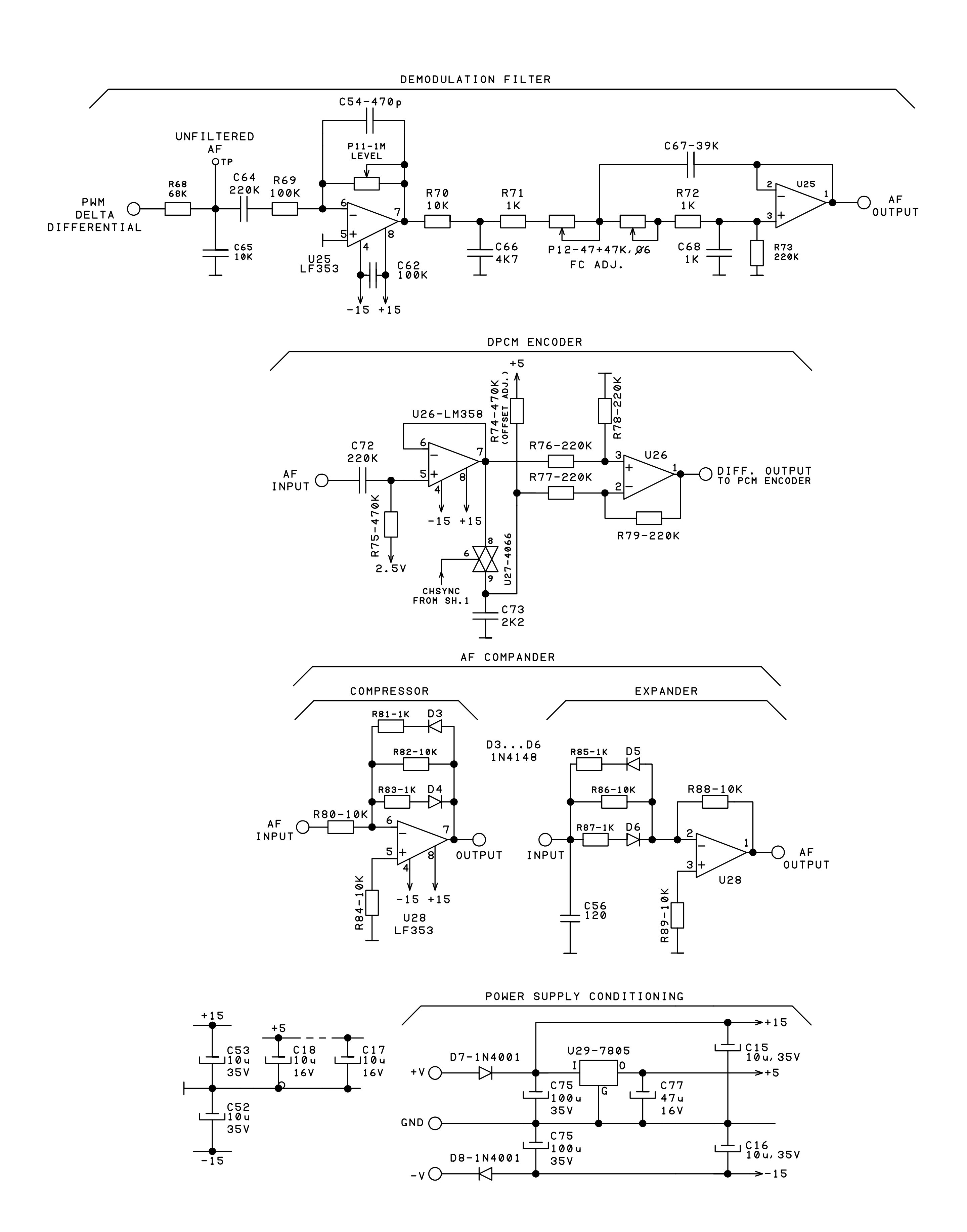


FIG.21D - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 4/4
310BB21D

6 – EXERCICES

6.1 – EXERCICE No.1 – PAM ET MULTIPLEXAGE TEMPOREL

La Figure 22 montre l'organisation de l'unité didactique. Ce système de démonstration reflète fidèlement les principes des techniques PAM et TDM expliquées dans la première partie de ce manuel.

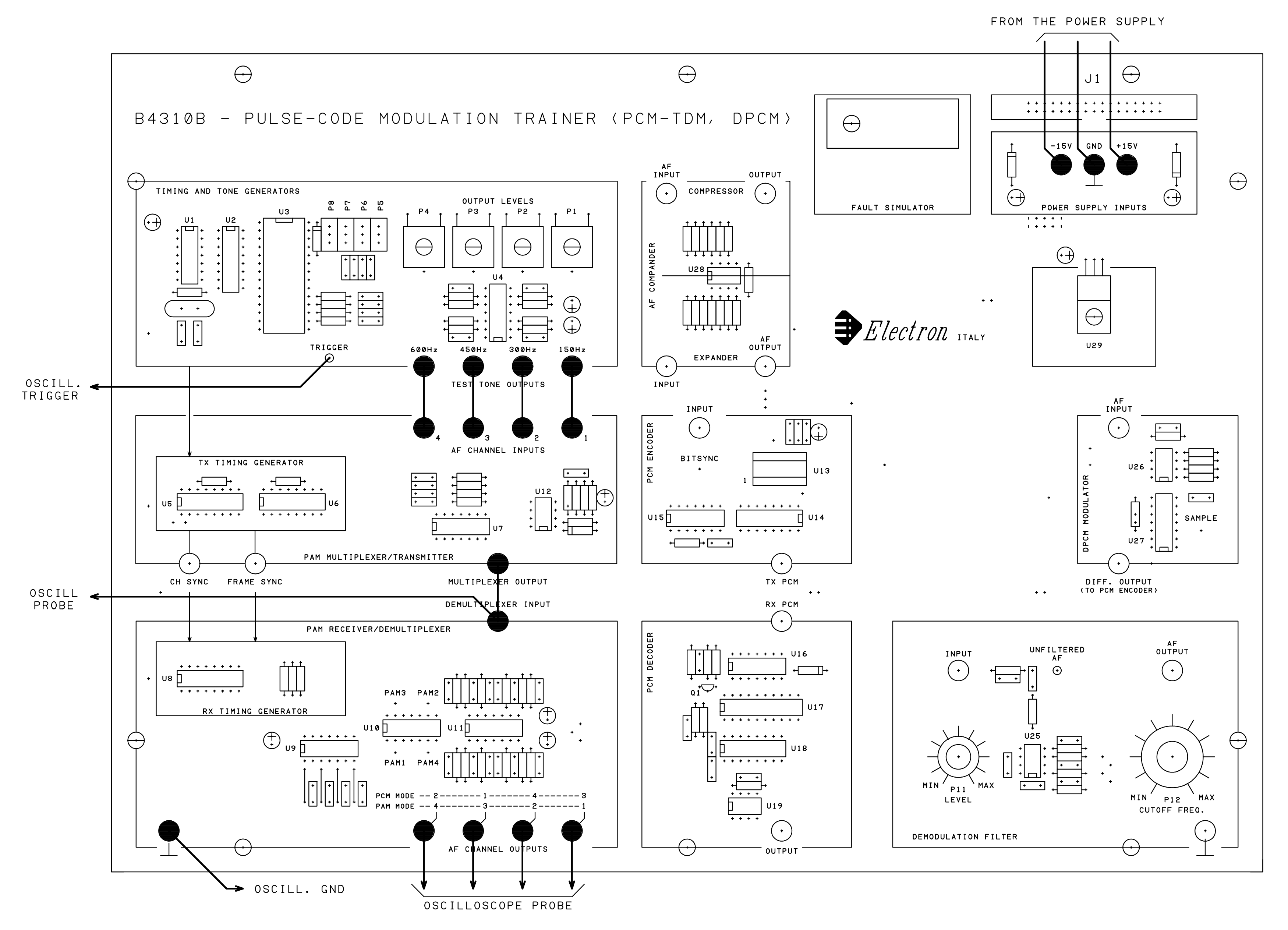


FIG.22 - SETUP FOR WORKSHEET No.1 - PAM-TDM OPERATION

310BBF22

6.2 – EXERCICE No.2 – FONCTIONNEMENT DE BASE DU PCM

La Figure 23 montre le setup recommandé.
Ici une des Sorties TEST TONE OUTPUTS est appliquée à l'entrée du codeur PCM.
En affichant à la fois le signal d'entrée et le signal de sortie récupéré sur un oscilloscope double trace, un léger retard peut être observé. Cela est dû à la conversion Parallèle-Série dans le codeur PCM (un TIME SLOT) et à la conversion Série-Parallèle dans le décodeur (un autre TIME SLOT).

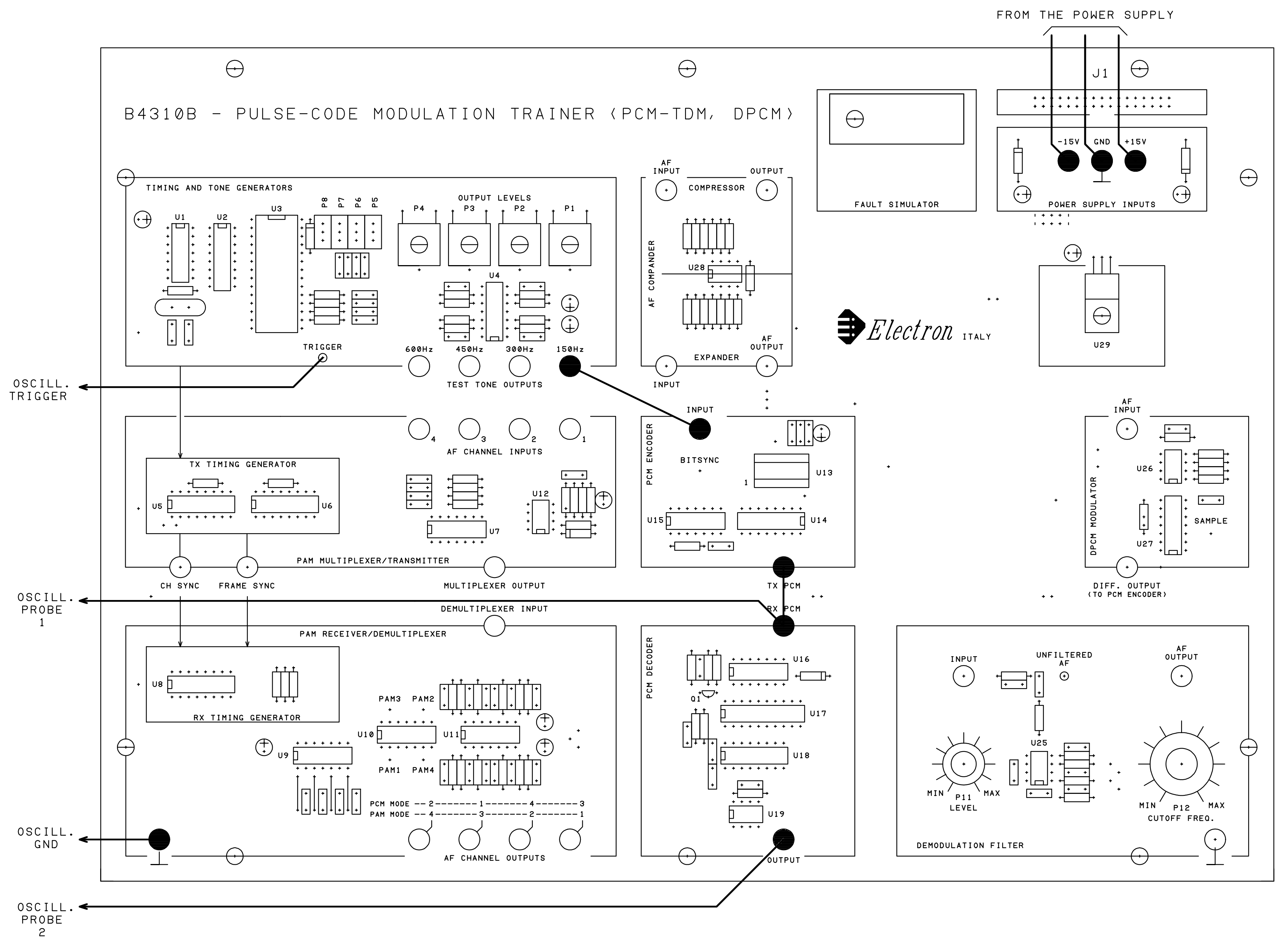


FIG.23 - SETUP FOR WORKSHEET No.2 - BASIC PCM OPERATION

310BBF23

6.3 – EXERCICE No.3 – PCM ET MULTIPLEXAGE TEMPOREL

La Figure 24 montre la mise en place de l'expérience.
Noter qu'en raison du retard inhérent de la sortie sur l'entrée dans les Systèmes PCM (à cause des conversions parallèle/série et série/parallèle), les sorties de canal du démultiplexeur PAM sont décalées par deux positions.
En d'autres termes: le signal AF CHANNEL INPUT No.1 se trouve à OUTPUT No.3, INPUT No.2 se trouve à OUTPUT No.4, etc.: I3=O1, I4=O2.
Ceci est en accord avec les observations de l'Exercice No.2.

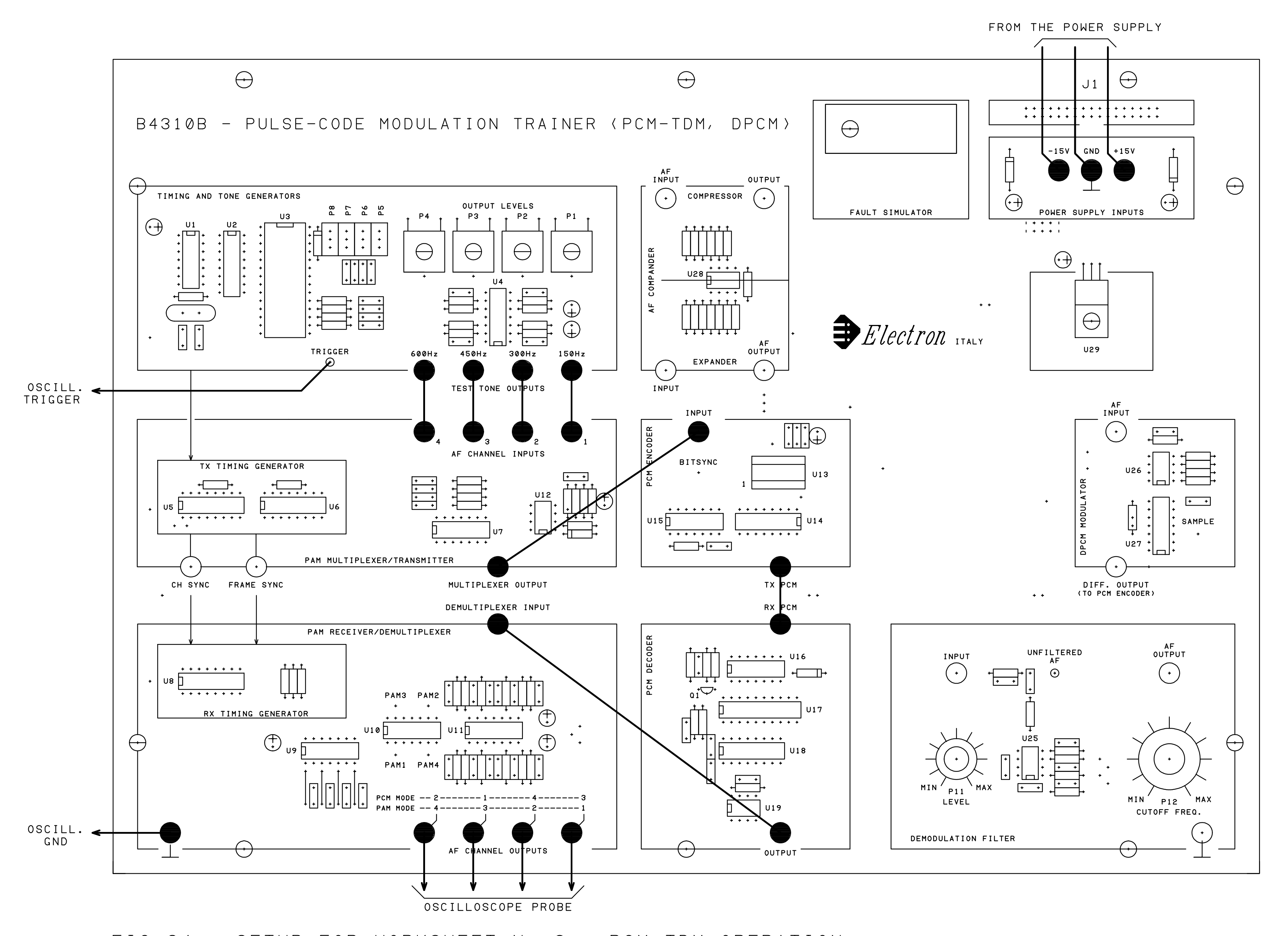


FIG.24 - SETUP FOR WORKSHEET No.3 - PCM-TDM OPERATION

310BBF24

6.4 – EXERCICE No.4 – MODULATION DIFFERENTIELLE

Utiliser la disposition montrée dans la Fig.25 pour cette expérience.

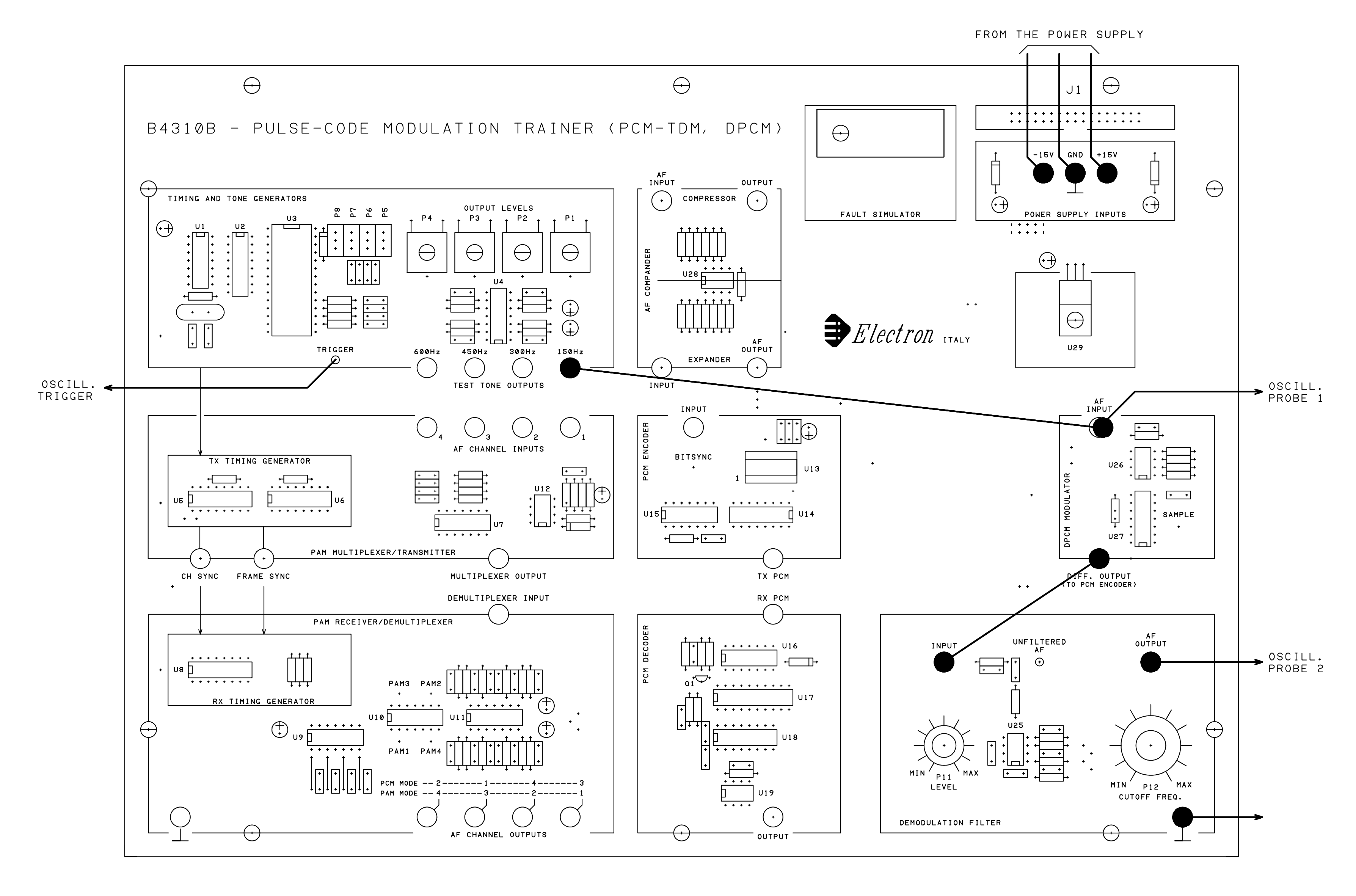


FIG.25 - SETUP FOR WORKSHEET No.4 - DIFFERENTIAL MODULATION

310BBF25

6.5 – EXERCICE No.5 – DPCM

Utiliser la disposition montrée dans la Fig.26 pour cette expérience.

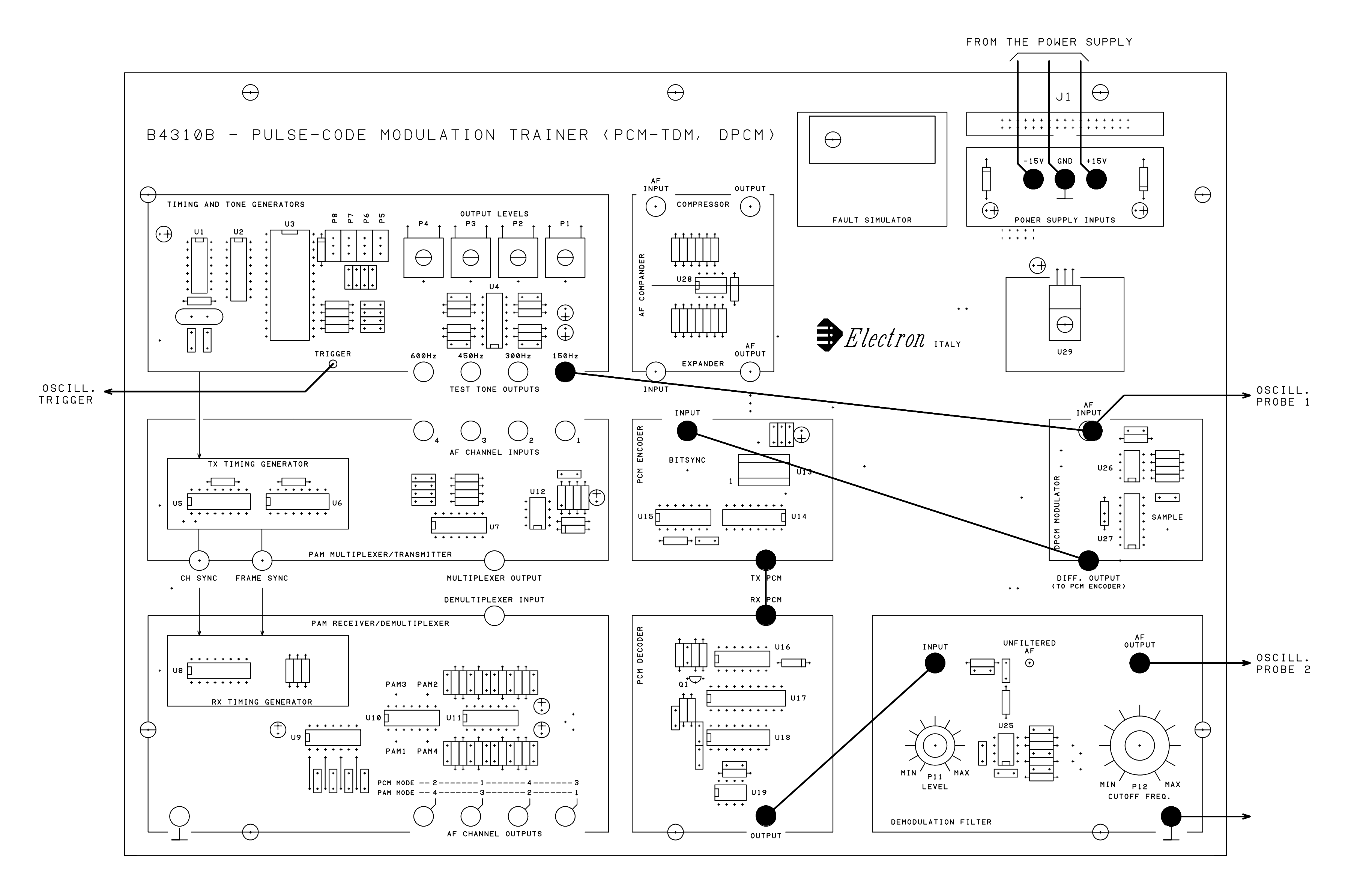


FIG.26 - SETUP FOR WORKSHEET No.5 - DPCM

310BBF26

6.6 – EXERCICE No.6 – LE COMPANDER AF

Une simple démonstration du fonctionnement du Compresseur-Expanseur peut être donnée avec la mise en place de la figure No.27. Ici la sortie du signal comprimé est directement reliée à l'entrée de l'Expanseur.

La figure suivante No.28 montre le même dispositif utilisé avec le système de transmission PCM.
Une telle disposition devrait permettre la transmission de bonne qualité des pics audio allant jusqu'à 15 de 20V sur le canal PCM qui accepte un niveau d'entrée maximum de 5Vpp.

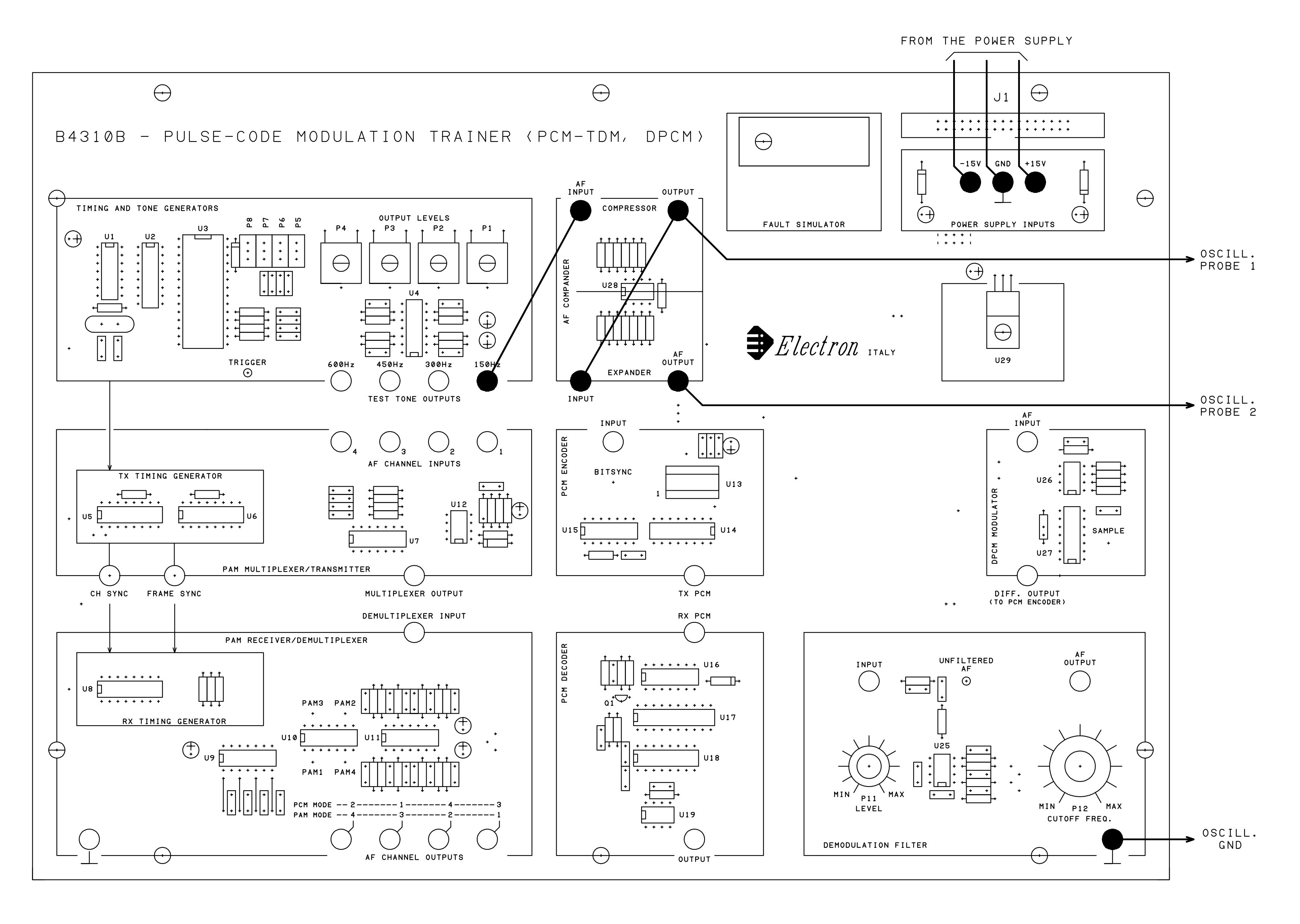


FIG.27 - SETUP (1) FOR WORKSHEET No.6 - THE AF COMPANDER

310BBF27

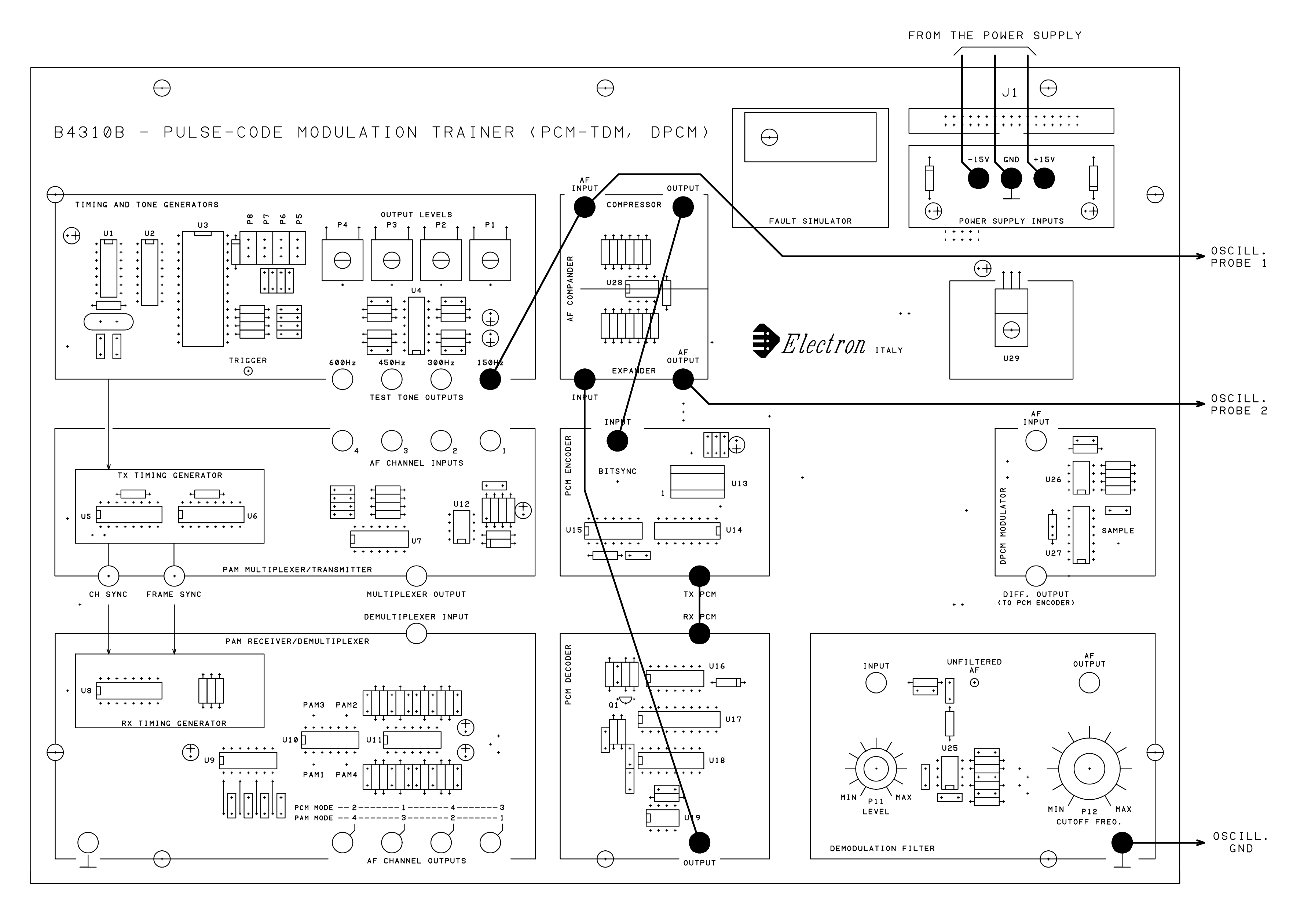


FIG.28 - SETUP (2) FOR WORKSHEET No. 6 - THE AF COMPANDER

310BBF28

6.7 - EXERCICE No.7 – TRANSMISSION DANS UN ENVIRONNEMENT BRUYANT

Cet exercice doit être considéré comme optionnel puisque il nécessite l'utilisation de l'unité didactique B4350 qui comprend un Simulateur de Canal de Transmission avec générateur de bruit artificiel.

Si disponible, le Simulateur de Canal doit être placé entre les sorties des modulateurs/émetteurs et les entrées des récepteurs/démodulateurs correspondants, par exemple entre les prises TX PAM - RX PAM ou TX PCM – RX PCM ou TX PWM – RX PWM etc.
Cela permettra l'observation de la dégradation progressive de la qualité du signal démodulé lorsqu'on augmente le niveau du bruit artificiel.

7 – RECHERCHE DES PANNES SIMULEES

Le système comprend un simulateur de pannes. Un total de 8 situations de panne sont possibles.

La simulation de pannes consiste à mettre des courts-circuits en points déterminés du circuit afin de développer un défaut.
Les pannes sont non-destructives et sont SIMULEES. En d'autres termes il est prévu que l'étudiant doit exercer sa compréhension du fonctionnement du circuit: d'abord il devra localiser la zone touchée, et ensuite il devra effectuer le raisonnement sur la façon dont une défaillance de divers composants dans le circuit peut générer la faute. Pour mener à bien cette tâche l'étudiant devrait utiliser un oscilloscope et un multimètre.

Les pannes sont insérées par l'instructeur, en activant un ou plus commutateurs situés sous un couvercle en plastique sur la face avant de l'unité didactique.

Toutes les pannes sont exclues quand les commutateurs sont tous en position OFF.
En plus de ce système manuel de simulation, l'unité B1178 (optionnelle) et le logiciel dédié offrent la possibilité de recherche des pannes à l'aide d'un PC. Le B1178 – Interface au PC pour la simulation de pannes doit être connecté au connecteur J1 en haut à droite de la carte.
Evidemment les micro-commutateurs intégrés doivent être en position d'exclusion de la panne pour le fonctionnement correcte de l'unité.

Quand l'unité didactique est utilisée dans notre Laboratoire assisté par ordinateur (code B1180), le connecteur J1 permet de relier l'unité didactique à la position étudiant et les pannes peuvent être contrôlées par l'instructeur via son PC lié à chaque position étudiant.

Il vaut la peine de noter que l'utilisation de cette unité didactique avec le B1178 ou le B1180 n'est pas obligatoire et la pleine utilisation de l'unité didactique et son équipement est possible dans le mode “manuel” ordinaire.

In cas de simulation manuelle de pannes, les étudiants doivent évidemment déduire la solution et non simplement jeter un coup d'œil sous le couvercle pour découvrir la solution.

8 – LISTE DES PANNES SIMULABLES

Ce qui suit est une liste des pannes simulables comprises dans ce manuel à l'usage de l'instructeur seulement. Pour une localisation précise des pannes voir aussi le schéma suivant cette section (Fig. 29).

Pour le fonctionnement correct de l'unité didactique (pannes exclues) s'assurer que tous les commutateurs du simulateur de pannes soient dans la position OFF (ouverte).

Panne 1: Un contact normalement ouvert du simulateur de pannes établit un court-circuit aux bornes de C3 dans le bloc du générateur de signaux de test. Aucun signal n'apparaît à la sortie 600Hz.

Panne 2: Un contact normalement ouvert du simulateur de pannes met à la masse terre le Point de mesure du signal “TRIGGER” à travers une diode. En plus de rendre le déclenchement de l'oscilloscope instable, cette panne rend les générateurs à audiofréquence irréguliers, puisque la ligne d'adresse A10 du générateur EPROM est bloquée à un niveau bas.

Panne 3: Un contact normalement ouvert du simulateur de pannes met à la masse le contact du curseur de P1, contrôle de niveau pour le générateur 150Hz.
Ce signal n'est donc pas généré.

Panne 4: Un contact normalement ouvert du simulateur de pannes met à la masse la broche 7 d'U11, dans l'étage démultiplexeur PAM. Aucun signal n'apparaît à la sortie CH1 (CH3 en mode PCM).

Panne 5: Un contact normalement fermé dans le simulateur de pannes met à la masse la broche 3 d'U12, dans l'étage du codeur PCM. Aucun signal n'arrive au Convertisseur A/N.

Panne 6: Un contact normalement fermé dans le simulateur de pannes met à la masse à travers une diode la broche 10 d'U16, le convertisseur série/parallèle du Récepteur PCM. Un bit de chaque échantillon 8-bit est pourtant bloqué à zéro et les signaux du canal sont pourtant déformés.

Panne 7: Un contact normalement fermé dans le simulateur de pannes établit un court-circuit aux bornes de C65 dans le filtre de démodulation. Aucun signal n'apparaît pourtant à la sortie de l'étage.

Panne 8: Un contact normalement fermé dans le simulateur de pannes établit un court-circuit aux bornes de C73 dans le codeur DPCM, qui pourtant ne produit pas une sortie différentielle.

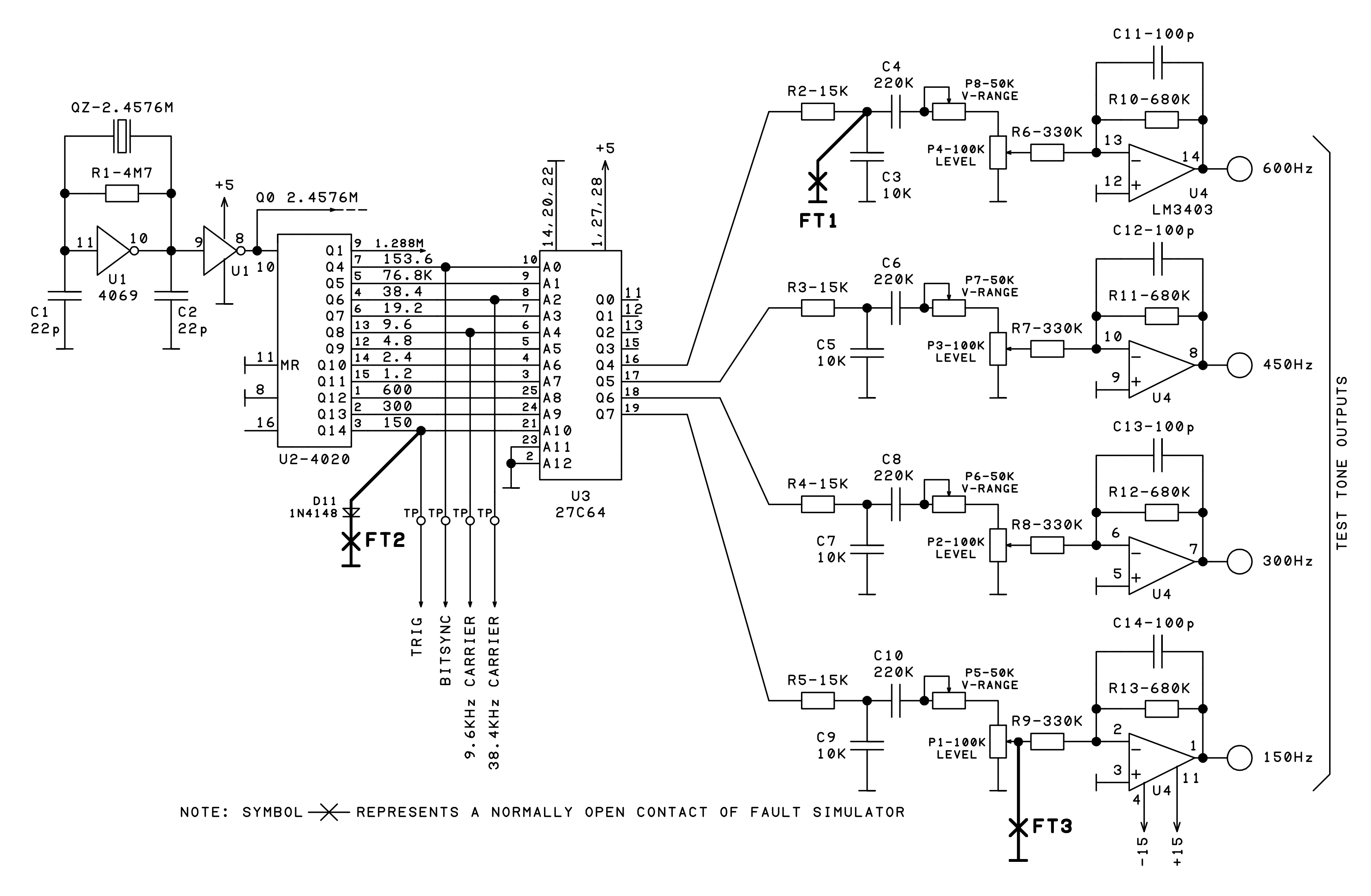


FIG.29A - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 1

310BB29A

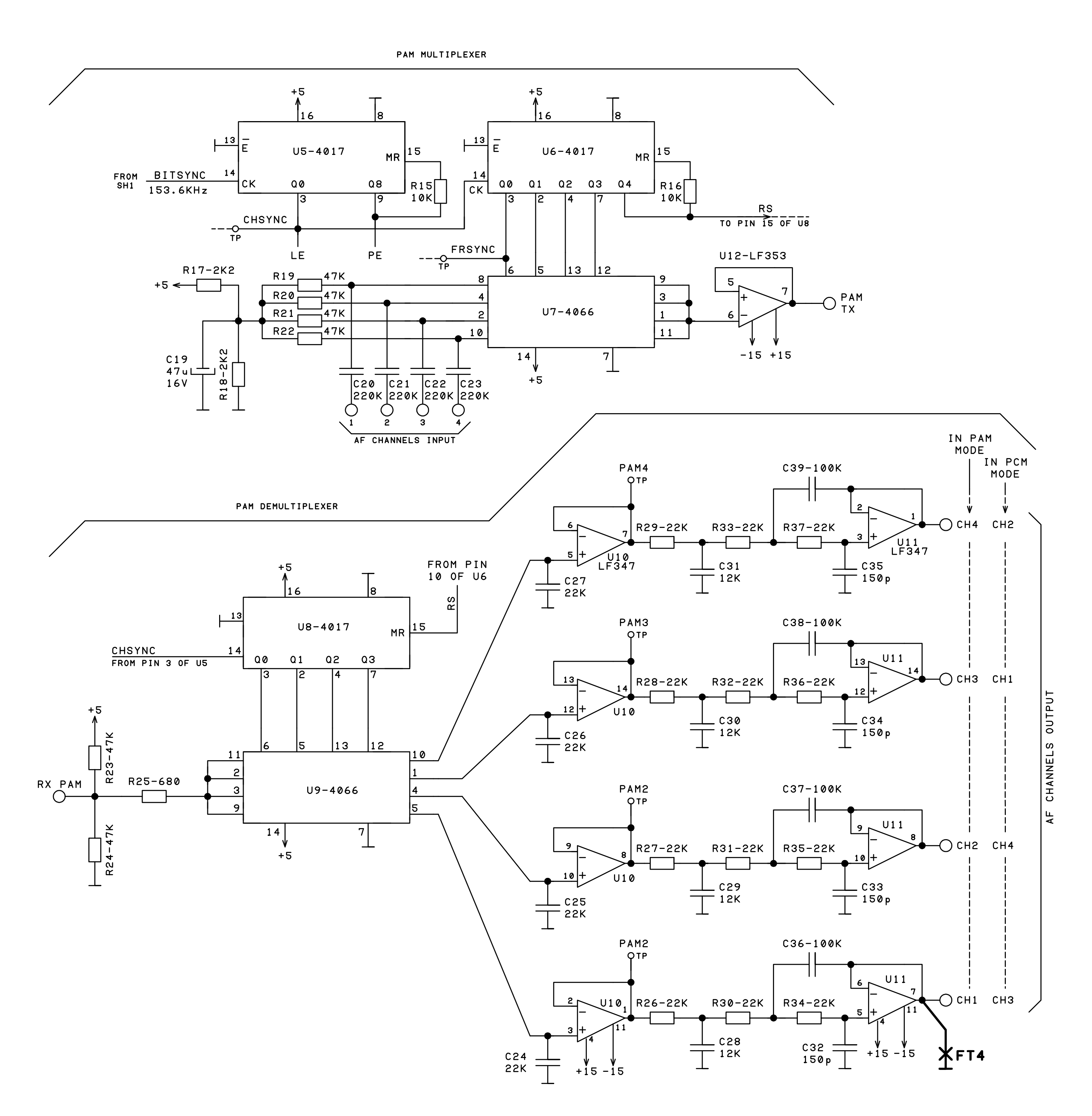
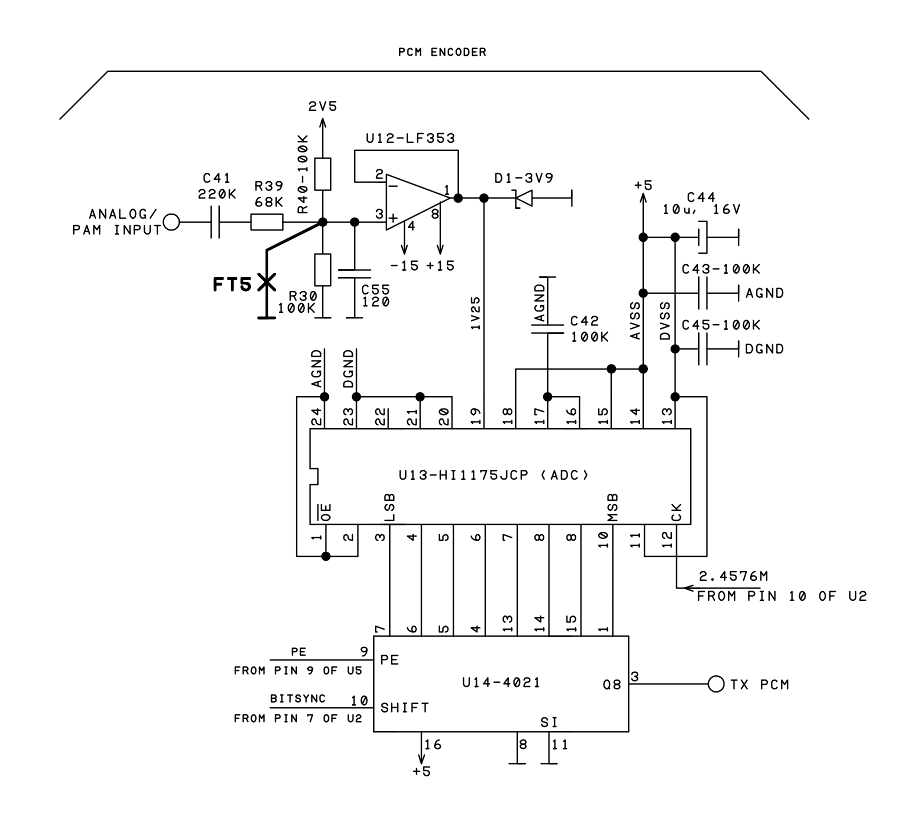
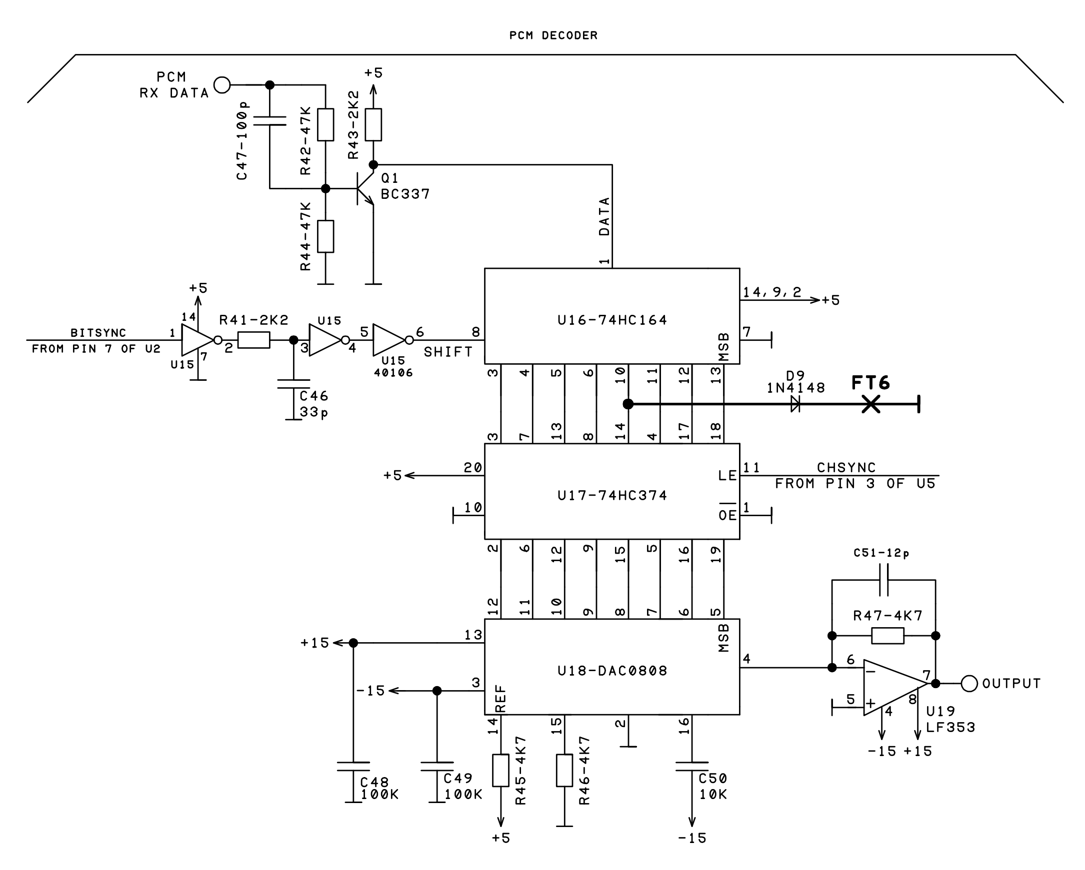


FIG.29B - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 2

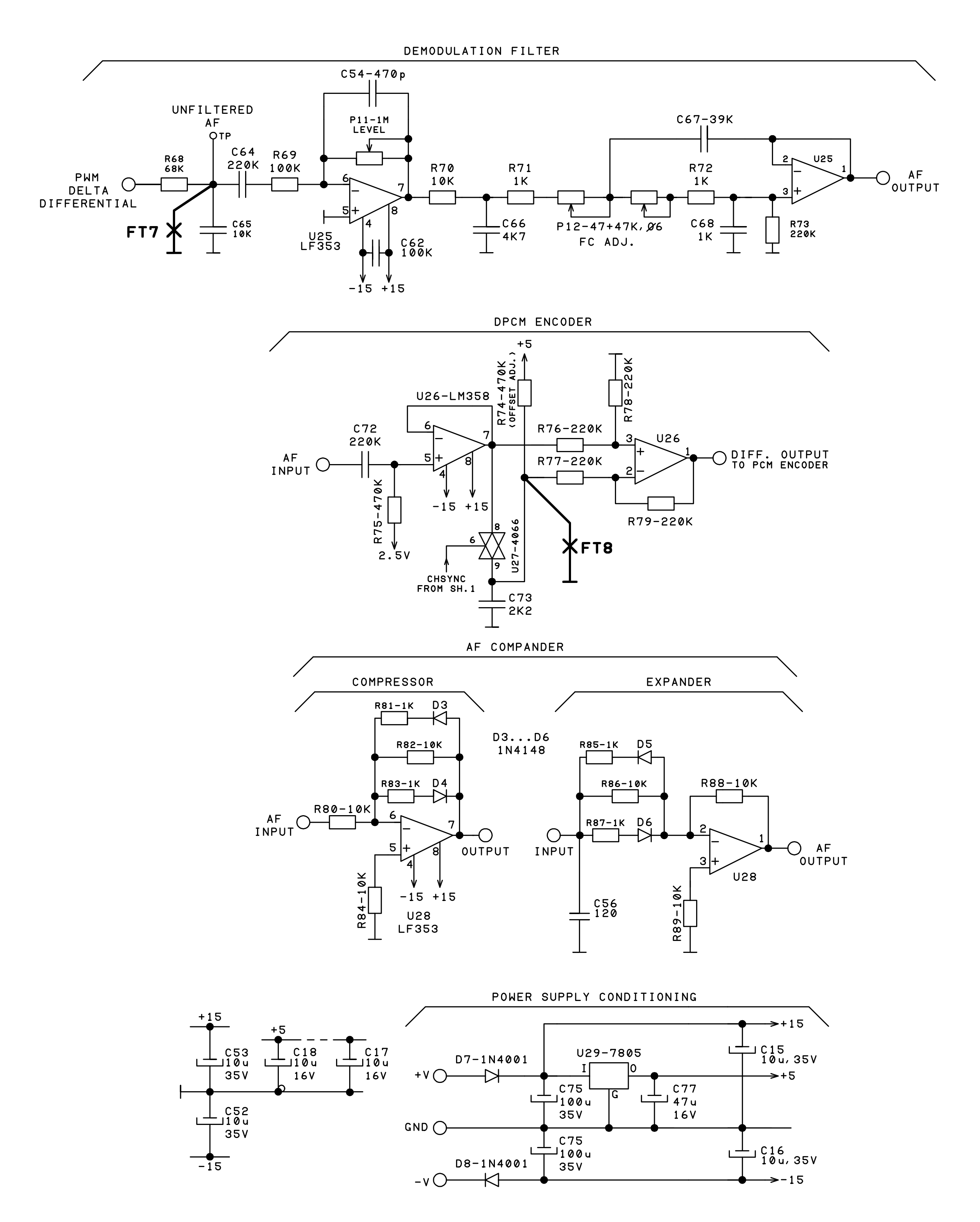
310BB29B





NOTE: SYMBOL —✕— REPRESENTS A NORMALLY OPEN CONTACT OF FAULT SIMULATOR

FIG.29C - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 3
310BB29C



NOTE: SYMBOL —X— REPRESENTS A NORMALLY OPEN CONTACT OF FAULT SIMULATOR

FIG.29D - B4310B-B - SCHEMATIC DIAGRAM - SHEET 4/4
310BB29D